



# Hybridation de la FDTD à Double Grille (DG-FDTD) avec l'Optique Physique Itérative (IPO) - Application à la simulation d'antennes environnées positionnées sur des plateformes de grandes dimensions

Benoît Le Lévrier

## ► To cite this version:

Benoît Le Lévrier. Hybridation de la FDTD à Double Grille (DG-FDTD) avec l'Optique Physique Itérative (IPO) - Application à la simulation d'antennes environnées positionnées sur des plateformes de grandes dimensions. Electronique. INSA de Rennes, 2014. Français. NNT : 2014ISAR0011 . tel-01127333

**HAL Id: tel-01127333**

**<https://theses.hal.science/tel-01127333>**

Submitted on 7 Mar 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



**THESE INSA Rennes**  
*sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne*  
pour obtenir le titre de  
**DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES**  
*Spécialité : Electronique et télécommunications*

présentée par  
**Benoît Le Lepvrier**  
**ECOLE DOCTORALE : Matisse**  
**LABORATOIRE : IETR-INSA**

**Hybridation de la FDTD à  
Double Grille (DG-FDTD)  
avec l'Optique Physique  
Itérative (IPO) -  
Application à la simulation  
d'antennes environnées  
positionnées sur des plates-  
formes de grandes  
dimensions**

**Thèse soutenue le 13.10.2014**  
devant le jury composé de :

**Jean-Lou Dubard**

Professeur à l'Université Nice Sophia Antipolis / *Président du jury*

**Elodie Richalot**

Professeur à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée / *rapporteur*

**Christine Letrou**

Professeur à Telecom SudParis / *rapporteur*

**Maxime Romier**

Ingénieur antennes au CNES à Toulouse / *examineur*

**Philippe Pouliguen**

Responsable du Domaine Scientifique « Ondes Acoustiques et Radioélectriques à la DGA » / *examineur*

**Raphaël Gillard**

Professeur à l'INSA de Rennes / *Co-directeur de thèse*

**Renaud Loison**

Professeur à l'INSA de Rennes / *Directeur de thèse*









# Hybridation de la FDTD à Double Grille (DG-FDTD) avec l'Optique Physique Itérative (IPO) Application à la simulation d'antennes environnées positionnées sur des plates- formes de grandes dimensions

Benoît Le Lepvrier



En partenariat avec





## Remerciements

La thèse étant loin d'être une aventure solitaire, je souhaite tout d'abord présenter mes remerciements les plus sincères à l'ensemble des personnes qui m'ont accompagné au cours de ces trois années.

Je tiens à remercier en tout premier lieu mes encadrants : Renaud Loison et Raphaël Gilard, tous deux professeurs à L'INSA de Rennes, qui m'ont offert un encadrement technique et humain "au top" tout au long de ces trois années. Je retiendrai entre autres les très bons moments passés ensemble lors des "confs" (JNM et EUCAP notamment). Un grand merci en particulier à Renaud pour ton extrême gentillesse, ta disponibilité, ton écoute et tes conseils toujours avisés. Tes qualités humaines et professionnelles resteront pour moi un modèle à suivre.

Je tiens ensuite à exprimer ma profonde reconnaissance à mes deux rapporteurs de thèse : Christine Letrou, professeur à Telecom SudParis et Elodie Richalot, professeur à l'université Paris-Est Marne-la-Vallée. Merci d'avoir mis à profit vos solides compétences complémentaires sur la FDTD, les méthodes multi-échelles et les méthodes asymptotiques pour juger avec soin ce travail de thèse. J'ai été très attentif à la lecture de vos rapports de thèse. Je remercie vivement Monsieur Jean-lou Dubard, professeur à l'université de Nice Sophia Antipolis, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse. Merci d'avoir assuré le bon déroulement de la soutenance avec professionnalisme et bonne humeur.

Je souhaite ensuite remercier toutes les personnes du CNES et de la DGA avec qui j'ai eu le plus grand plaisir à échanger : Philippe, Patrick, Christophe, Maxime, Anthony, Romain, Laurent. L'intérêt que vous avez porté à mes travaux a été pour moi une réelle source de motivation tout au long de ces trois années. Vos remarques pertinentes lors des différentes réunions d'avancement ont sans aucun doute participé à la réussite de ce projet. Enfin, un merci tout particulier à Laurent pour ta grande gentillesse, ta sympathie et ton implication sans faille au cours de ces trois ans. Les nombreux conseils que tu m'as prodigué m'ont été précieux pour gérer les étapes clés de la thèse. Je ne peux que te souhaiter tout le meilleur pour la suite.

La suite de ces remerciements s'adresse à tous les collègues et amis de l'IETR que j'ai eu le plaisir de côtoyer tout au long de ces trois années. Commençons tout d'abord par Zakaria avec qui j'ai partagé le bureau 123B. Merci pour ton éternelle bonne humeur et surtout tes blagues et autres jeux de mots qui resteront probablement sans égal ! Un grand merci ensuite à Vincent, Simon et Tony avec qui j'ai partagé tant de bons moments au cours de ces trois ans. Pause, conf', soirées, vous avez été de tous les bons coups tout simplement ! S'il fallait n'en retenir qu'un je dirai Toulouse, ANTEM2012... Bonne chance à vous trois pour la suite ! Merci ensuite aux Philippe (M. et B.) pour les discussions passionnantes et passionnées qui ont ponctué quotidiennement nos repas. Merci ensuite à Yvan, Titi, Nico, Gilles et Erwan pour votre bonne humeur inébranlable. Merci également à Pascal, Christèle, Yolande, Katell, Jérémy et Laurent pour votre gentillesse et votre efficacité dans la résolution des petits tracas du quotidien. Enfin un grand merci à tous ceux que je n'ai pas cités mais que je n'oublie pas. Une petite dédicace en particulier aux futurs docteurs : Jordane, Abdou et Mourad. Courage c'est bientôt la fin ! et Mourad, tu vas t'y faire à Grammat !

Je tiens ensuite à remercier mes amis de toujours : Alan, Ewen, François, Géraldine, Hélène, Karl et Marie. Merci pour votre présence ainsi que tous les moments inoubliables que nous avons passé ensemble. Vous savez combien vous comptez pour moi, inutile d'en dire plus...

Je terminerai enfin en adressant des remerciements remplis de tendresse et d'affection à ma famille et mes proches. Vos encouragements m'ont porté tout au long de cette thèse. Je tenais en particulier à remercier mes parents qui m'ont apporté, pendant la thèse et bien avant encore, un soutien inconditionnel. Merci pour tout ce que vous avez fait pour moi, je ne saurai l'oublier...Enfin, un merci tout particulier à Aurélie. Merci pour ton extrême patience (je sais que je n'ai pas toujours été facile à supporter !), merci pour ta présence, tes encouragements et pour tout le reste...







# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>3</b>
<b>1 Etat de l'art sur la simulation électromagnétique d'antennes sur porteur</b>	<b>7</b>
1.1 Introduction . . . . .	8
1.2 Problématiques liées à la modélisation d'antennes sur porteur . . . . .	8
1.3 Méthodes rigoureuses . . . . .	10
1.3.1 Méthodes rigoureuses traditionnelles . . . . .	10
1.3.1.1 La méthode des différences finies . . . . .	10
1.3.1.2 La méthode des éléments finis . . . . .	11
1.3.1.3 La méthode des moments et les équations intégrales . . . . .	11
1.3.1.4 Conclusion . . . . .	13
1.3.2 Méthodes rigoureuses exploitant la décomposition de domaines . . . . .	14
1.3.2.1 Les méthodes issues de la FDTD . . . . .	15
1.3.2.2 Les méthodes de décomposition de domaine utilisant la FEM . . . . .	16
1.3.2.3 Les méthodes basées sur la MoM et les équations intégrales . . . . .	16
1.3.2.4 Les approches multisolvers . . . . .	17
1.3.2.5 Conclusion partielle sur les DDM . . . . .	19
1.3.3 Conclusion globale sur les méthodes rigoureuses . . . . .	19
1.4 Méthodes asymptotiques . . . . .	19
1.4.1 Méthodes géométriques . . . . .	21
1.4.2 Méthodes physiques . . . . .	22
1.4.3 Combinaison d'approche géométrique et physiques . . . . .	22
1.4.4 Conclusion . . . . .	23
1.5 Méthodes hybrides rigoureuses-asymptotiques . . . . .	23
1.5.1 Les méthodes hybrides fréquentielles-fréquentielles . . . . .	24
1.5.1.1 Les méthodes basées sur la MoM . . . . .	24
1.5.1.2 Les méthodes basées sur la FEM . . . . .	25
1.5.1.3 Les méthodes basées sur une méthode rigoureuse utilisant la DDM . . . . .	26
1.5.1.4 Conclusion . . . . .	27
1.5.2 Les méthodes hybrides temporelle-temporelle . . . . .	27
1.5.2.1 Les méthodes basées sur une approche rigoureuse utilisant la forme différentielle des équations de Maxwell . . . . .	27

1.5.2.2	Les méthodes basées sur une approche rigoureuse utilisant la forme intégrale des équations de Maxwell . . . . .	28
1.5.2.3	Conclusion . . . . .	28
1.5.3	Les méthodes hybrides temporelle-fréquentielle . . . . .	28
1.5.3.1	Exemples de méthodes dédiées à la simulation d'antennes . . .	28
1.5.3.2	Conclusion . . . . .	29
1.5.4	Conclusion générale sur l'hybridation . . . . .	30
1.6	Conclusion du chapitre . . . . .	30
<b>2</b>	<b>La Dual-Grid FDTD (DG-FDTD) et ses limites</b>	<b>33</b>
2.1	Introduction . . . . .	34
2.2	Principe de la DG-FDTD . . . . .	34
2.2.1	Première étape . . . . .	34
2.2.2	Deuxième étape . . . . .	36
2.2.3	Conclusion . . . . .	37
2.3	Domaine d'utilisation de l'approche DG-FDTD . . . . .	37
2.3.1	Étude théorique du "plus grand volume simulable" . . . . .	38
2.3.1.1	Cadre de l'étude . . . . .	38
2.3.1.2	Nombre maximal de cellules utiles . . . . .	38
2.3.2	Exemples de plus grands domaines simulables . . . . .	40
2.3.2.1	Bande S . . . . .	40
2.3.2.2	Bande X . . . . .	41
2.3.2.3	Bande Ka . . . . .	42
2.3.3	Bilan de l'étude sur le "plus grand volume simulable" . . . . .	42
2.4	Application de la DG-FDTD à l'analyse d'un scénario d'antenne spatiale environnée. . . . .	42
2.4.1	Introduction . . . . .	42
2.4.1.1	Premier objectif : Test des capacités de la DG-FDTD . . . . .	44
2.4.1.2	Second objectif : validation des calculs de "plus grand domaine simulable" . . . . .	44
2.4.2	Modélisation de l'antenne TMI seule . . . . .	45
2.4.2.1	Mise en oeuvre de la simulation FDTD . . . . .	45
2.4.2.2	Rayonnement de l'antenne TMI isolée . . . . .	46
2.4.3	Modélisation de l'antenne TMI environnée . . . . .	47
2.4.3.1	Décomposition DG-FDTD de la simulation . . . . .	48
2.4.3.2	Rayonnement de l'antenne TMI environnée . . . . .	51
2.4.3.3	Temps de simulation et validation des calculs de "plus grand domaine simulable" . . . . .	51
2.4.4	Problèmes liés à la modélisation FDTD dans de très grands volumes . .	54
2.4.4.1	Définition d'un cas d'étude simplifié . . . . .	54
2.4.4.2	Analyse des résultats . . . . .	55
2.4.4.3	Conclusion sur l'étude des oscillations parasites . . . . .	57
2.4.5	Conclusion . . . . .	57

2.5	Conclusion du chapitre . . . . .	59
2.5.1	La DG-FDTD, une bonne candidate pour résoudre des problèmes d'antennes environnées de quelques dizaines de longueurs d'onde . . . . .	59
2.5.2	L'hybridation avec l'IPO pour étendre le domaine d'application de la DG-FDTD . . . . .	59
2.5.3	Recentrage de la problématique d'antennes sur porteur . . . . .	60
<b>3</b>	<b>Hybridation de la DG-FDTD avec l'IPO</b>	<b>63</b>
3.1	Introduction . . . . .	64
3.2	Principe . . . . .	64
3.2.1	Simulation DG-FDTD de l'antenne et de son environnement proche . .	64
3.2.2	Simulation IPO du porteur . . . . .	65
3.2.2.1	La phase d'excitation . . . . .	67
3.2.2.2	Calcul itératif des courants sur la structure . . . . .	68
3.2.2.3	Post-traitement : calcul du champ lointain . . . . .	69
3.2.3	Mise en œuvre de l'hybridation DG-FDTD/IPO . . . . .	70
3.2.3.1	Calcul des courants équivalents d'excitation . . . . .	70
3.2.3.2	Maillage des éléments de la simulation IPO . . . . .	71
3.2.3.3	Schéma d'intégration numérique . . . . .	73
3.2.3.4	Gestion des visibilitées . . . . .	73
3.3	Validation de la DG-FDTD/IPO . . . . .	74
3.3.1	Présentation du problème . . . . .	76
3.3.2	Simulations références . . . . .	76
3.3.3	Décomposition DG-FDTD/IPO du problème . . . . .	78
3.3.4	Etude préliminaire : convergence de la simulation IPO . . . . .	79
3.3.5	Comparaison des résultats avec FEKO et la ML DG-FDTD . . . . .	82
3.3.5.1	Précision des résultats . . . . .	82
3.3.5.2	Temps de simulation . . . . .	83
3.3.6	Conclusion de la phase de validation . . . . .	85
3.4	Conclusion . . . . .	85
<b>4</b>	<b>Application et exploitation de la DG-FDTD/IPO</b>	<b>87</b>
4.1	Introduction . . . . .	88
4.2	Calcul du rayonnement . . . . .	88
4.2.1	Antenne large-bande sur un véhicule . . . . .	88
4.2.1.1	Simulations préliminaires . . . . .	88
4.2.1.2	Comparaison de la DG-FDTD/IPO avec la MLFMM sur le scénario complet . . . . .	92
4.2.1.3	Exemple d'application : le placement d'antenne. . . . .	96
4.2.1.4	Conclusion. . . . .	98
4.2.2	Activité "benchmarking" SoftLab . . . . .	100
4.2.2.1	Contexte de l'étude . . . . .	100
4.2.2.2	Présentation du cas d'étude . . . . .	101
4.2.2.3	Mise en œuvre de la simulation . . . . .	101

4.2.2.4	Synthèse des résultats obtenus . . . . .	104
4.2.2.5	Conclusion . . . . .	105
4.3	Exploitation de la DG-FDTD/IPO pour l'analyse du rayonnement d'une antenne sur structure . . . . .	108
4.3.1	Introduction . . . . .	108
4.3.2	Présentation de la démarche . . . . .	108
4.3.3	Analyse approfondie du rayonnement . . . . .	109
4.3.3.1	Analyse du sous-cas 1 . . . . .	109
4.3.3.2	Analyse du sous-cas 2 . . . . .	111
4.3.3.3	Analyse du sous-cas 3 . . . . .	112
4.3.3.4	Temps de simulation . . . . .	113
4.3.4	Conclusion sur le cas d'exploitation . . . . .	113
4.4	Conclusion du chapitre . . . . .	114
<b>5</b>	<b>Redescription de l'environnement proche dans l'IPO</b>	<b>117</b>
5.1	Introduction . . . . .	118
5.2	Présentation du scénario de validation de la redescription . . . . .	118
5.3	Simulations références avec la ML DG-FDTD et la MLFMM . . . . .	120
5.3.1	Mise en œuvre des simulations références . . . . .	120
5.3.2	Résultats de simulation . . . . .	120
5.4	Simulations DG-FDTD/IPO avec et sans redescription . . . . .	121
5.4.1	Simulation DG-FDTD/IPO sans redescription . . . . .	121
5.4.1.1	Mise en œuvre . . . . .	121
5.4.1.2	Comparaison de la DG-FDTD/IPO avec la ML DG-FDTD . . . . .	122
5.4.2	Simulation DG-FDTD/IPO avec redescription . . . . .	122
5.4.2.1	Étude de convergence . . . . .	124
5.4.2.2	Comparaison des résultats DG-FDTD/IPO avec redescription avec les méthodes références. . . . .	126
5.5	Conclusion et limites . . . . .	127
<b>6</b>	<b>De l'IPO à la TSD : application à la simulation d'une antenne sur un lanceur spatial</b>	<b>133</b>
6.1	Introduction . . . . .	134
6.2	Modélisation des courants en zone ombrée : une nouvelle approche, la TSD . . . . .	136
6.2.1	Une solution existante : la méthode de Kaye . . . . .	136
6.2.1.1	Principe de la méthode . . . . .	136
6.2.1.2	Évaluation de la méthode de Kaye : calcul des courants sur un cylindre éclairé par une source située à proximité . . . . .	139
6.2.1.3	Conclusion quant à l'utilisation de l'approche proposée par Kaye . . . . .	142
6.2.2	Proposition d'une nouvelle méthode : la TSD . . . . .	142
6.2.2.1	Principe de la méthode . . . . .	144
6.2.2.2	Évaluation de la méthode . . . . .	146
6.2.3	Conclusion sur le choix de la méthode TSD . . . . .	148
6.3	Analyse d'un problème d'antenne sur cylindre : validation de l'hybridation entre la FDTD et la TSD . . . . .	150

6.3.1	Introduction . . . . .	150
6.3.2	Présentation du scénario canonique retenu . . . . .	150
6.3.3	Décomposition FDTD/TSD du problème . . . . .	151
6.3.4	Mise en œuvre de la simulation FDTD/TSD du scénario . . . . .	151
6.3.4.1	Mise en œuvre de la simulation FDTD . . . . .	151
6.3.4.2	Mise en œuvre de la simulation TSD . . . . .	153
6.3.5	Comparaison des résultats FDTD/TSD avec la MLFMM (FEKO) . . . . .	155
6.3.6	Conclusion . . . . .	156
6.4	Simulation de scénarios du type antenne sur lanceur spatial . . . . .	156
6.4.1	Développement de l'approche TSD sur un cas antenne sur lanceur simplifié . . . . .	158
6.4.1.1	Sous-cas : corps du lanceur et jonction avant . . . . .	158
6.4.1.2	Scénario complet . . . . .	159
6.4.1.3	Conclusion sur l'application de la TSD à l'analyse de plate-forme de type lanceur spatial . . . . .	163
6.4.2	Simulation de la maquette CNES . . . . .	165
6.4.2.1	Introduction . . . . .	165
6.4.2.2	Description des scénarios mesurés . . . . .	166
6.4.2.3	Mise en œuvre des simulations FDTD/TSD et DG-FDTD/TSD . . . . .	166
6.4.2.4	Résultats obtenus . . . . .	169
6.4.2.5	Conclusion . . . . .	176
6.5	Conclusion du chapitre . . . . .	177
	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>179</b>
	<b>A Normalisation en directivité</b>	<b>187</b>
	<b>B Publications personnelles</b>	<b>189</b>



# Glossaire

**ACA** Adaptive Cross Approximation. 12

**BEM** Boundary Element Method. 11

**CBFM** Characteristic Basis Function Method. 17

**CFIE** Combined Field Integral Equation. 17

**DDM** Domain Decomposition Method. 14

**DG-FDTD** Dual-Grid Finite-Difference Time-Domain. 5, 15

**EEC** Equivalent Edge Currents. 22

**EPA** Equivalence Principle Algorithm. 26

**EuCAP** European Conference on Antennas and Propagation. 100

**EurAAP** European Association on Antennas and Propagation. 5, 100

**FDTD** Finite Difference Time Domain. 5

**FE-BI** Finite Element - Boundary Integral. 18

**FEM** Finite Element Method. 11

**FEM-DDM** Finite Element Method Domain Decomposition Method. 26

**FETD-FDTD** Finite Element Time Domain - Finite Difference Time Domain. 18

**FETI-DPEM** ElectroMagnetic Dual-Primal Finite Element Tearing and Interconnecting. 16

**FFT** Fast Fourier Transform. 70

**FIT** Finite Integration Technique. 29

**FMM** Fast Multipole Method. 12

**GO** Geometrical Optics. 21

**GSM** Generalized Scattering Matrix. 18

**GTD** Geometrical Theory of Diffraction. 21

**IE-DDM** Integral Equation Domain Decomposition Method. 16



- IPO** Iterative Physical Optics. 26
- ISB** Incident Shadow Boundary. 21
- MFIE** Magnetic Field Integral Equation. 65
- ML DG-FDTD** Multi-Level Dual-Grid Finite Difference Time Domain. 76
- MLFMA** Multi-Level Fast Multipole Algorithm. Par extension on appelle MLMM la combinaison de l'algorithme MLFMA avec la méthode MoM. 17
- MLFMM** Multi-Level Fast Multipole Method. 12
- MoM** Method of Moments. 11
- MR-FDTD** Multi-Region Finite-Difference Time-Domain. 5, 15
- MR-MoM** Multi-Resolution Method of Moments. 5
- MRTD** Multi-Resolution Time-Domain. 5
- MS-DDM** Multi-solver Domain Decomposition Method. 18
- MSMoM** MultiStructure Method of Moments. 5
- PEC** Perfect Electric Conductor. 38, 65
- PML** Perfectly Matched Layer. 34, 65
- PO** Physical Optics. 22
- PTD** Physical Theory of Diffraction. 22
- RFID** Radio-Frequency IDentification. 28
- RSB** Reflected Shadow Boundary. 21
- SBR** Shooting and Bouncing Ray. 22
- SEP** Surface Equivalence Principle. 77
- SER** Surface Equivalente RADAR. 73
- SFX** Synthetic Function eXpansion. 17
- SPAI** SParse Approximate Inverse. 95
- STD** Spectral Theory of Diffraction. 21
- TDIE-TDPO** Time Domain Integral Equation - Time Domain Physical Optics. 28
- TDPO** Time Domain Physical Optics. 27
- TLM** Transmission Line Matrix. 27
- TSD** Traitement Séquentiel des Domaines. 131
- UAT** Uniform Asymptotic Theory. 21
- UTD** Uniform Theory of diffraction. 21

[Glossaire]

# Introduction

## Contexte

Les produits proposés par les secteurs automobile, aéronautique, spatial ou encore maritime ne cessent d'intégrer toujours plus de fonctionnalités nécessitant une interaction avec l'extérieur (positionnement par satellite, accès internet à bord, détection d'obstacles, etc.). Que ce soit au niveau civil ou militaire, l'introduction de ce type de fonctionnalités sur un équipement constitue aujourd'hui un véritable avantage sur la concurrence [1]. Aussi, l'innovation autour des systèmes de communication assurant ces nouvelles fonctions représente un axe majeur de recherche dans ces secteurs [2, 3].

Parmi les éléments constituant ces systèmes de communication, l'antenne tient une place particulière en assurant le lien entre la partie embarquée du système et le monde extérieur (Fig. 1). Ainsi, l'antenne installée sur le porteur se doit de respecter les caractéristiques radio-électriques attendues sous peine d'entraîner une dégradation importante des performances globales du système de communication utilisé. Le respect des spécifications radioélectriques est en général fortement dépendant de la capacité de l'antenne à fonctionner dans son environnement d'implantation. Les performances en rayonnement de l'antenne embarquée peuvent ainsi être fortement dégradées par des phénomènes de couplages électromagnétiques avec la plate-forme d'implantation (masquages et diffractions par exemple). Dans bien des cas, ces effets indésirables pourraient être sensiblement réduits voire évités en choisissant judicieusement la position de l'antenne sur la structure. Cependant, il est fréquent sur les porteurs modernes (satellite en particulier) que seul un ou deux emplacements soient autorisés pour implanter l'antenne. Ceci peut s'expliquer par l'augmentation du nombre de systèmes communicants sur le porteur, l'aspect esthétique de l'intégration, les contraintes au niveau système ou encore l'aérodynamisme.

La mise en place de moyens permettant la caractérisation et la compréhension des phénomènes ÉlectroMagnétiques (EM) liés à l'intégration de l'antenne dans son environnement opérationnel apparaît donc indispensable lors de la conception des systèmes communicants évoqués. La simulation électromagnétique est aujourd'hui massivement utilisée pour répondre à ce besoin. Elle offre notamment un gain en termes de flexibilité et de coût par rapport à la mesure d'un prototype. Cependant, la modélisation d'antennes positionnées sur des porteurs de grande taille, et intégrant toujours plus de complexité, pose sans cesse de nouveaux défis. Un des enjeux majeurs actuels consiste à proposer des méthodes numériques permettant de diminuer les ressources informatiques nécessaires aux simulations tout en gardant

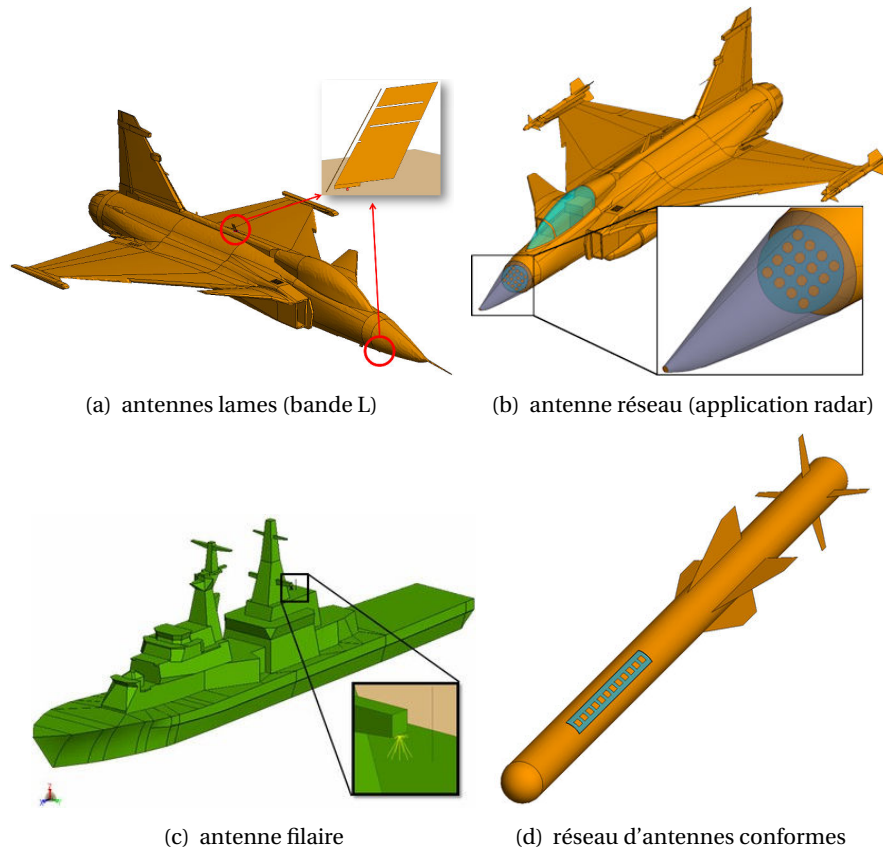


FIGURE 1 – Implantations d’antennes sur différents types de porteurs : (a) et (b) avion d’armes, (c) navire militaire, (d) missile.

un niveau de précision élevé.

Les travaux présentés dans cette thèse s’inscrivent dans cette problématique. Plus précisément, nous proposons dans ce document une méthode pour la simulation d’antennes environnées installées sur des porteurs de grande taille.

## Cadre de l’étude et objectif

Cette thèse, effectuée au sein de l’équipe Systèmes Rayonnants Complexes de l’Institut d’Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR), a été cofinancée par la Direction Générale de l’Armement (DGA) ainsi que le Centre National d’Études Spatiales (CNES). Ce cadre a permis des échanges avec les membres de l’équipe Maîtrise de l’Information de la DGA (DGA/MI) ainsi que les services antennes et compatibilité électromagnétique du CNES.

Les travaux menés durant cette thèse s’inscrivent dans la continuité des activités me-

nées par le laboratoire sur la modélisation numérique rapide d'antennes en présence de leur environnement d'intégration. Outre les travaux sur des méthodes des moments multi-résolution (MR-MoM)<sup>1</sup> [4] et multi-structures (MSMoM)<sup>2</sup> [5], l'équipe a développé des méthodes avancées basées sur la FDTD<sup>3</sup> via des approches : multirésolution (MRTD)<sup>4</sup> [6], à régions multiples (MR-FDTD)<sup>5</sup> [7] ou encore multigrilles (DG-FDTD)<sup>6</sup> [8, 9]. Cette dernière permet d'analyser précisément et rapidement les caractéristiques d'une antenne large bande en prenant en compte son environnement proche.

L'objectif général de cette thèse est d'aller au-delà afin de pouvoir simuler des antennes environnées et positionnées sur des porteurs de grande taille (objet mesurant de l'ordre de 30 à 150 longueurs d'onde à la fréquence maximale d'étude).

## Organisation du document

Le **premier chapitre** définit tout d'abord les différentes problématiques associées à la simulation d'antennes sur plate-forme. La suite de ce chapitre propose un tour d'horizon des méthodes utilisées dans la simulation de ces problèmes.

Le **second chapitre** débute par la présentation du principe de la méthode DG-FDTD et de son extension multiniveau. Une étude de complexité menant à la définition des frontières du domaine d'application de la méthode sur une machine standard est ensuite proposée. La dernière partie est consacrée à l'étude d'un problème d'antenne environnée d'inspiration spatiale offrant de multiples difficultés en matière de modélisation (dimensions, largeur de bande d'analyse, etc.).

Le **troisième chapitre** s'intéresse au schéma hybride proposé pour étendre le domaine d'application de la DG-FDTD à la simulation d'antenne environnée positionnée sur des porteurs de grande taille. Le principe de l'hybridation entre la DG-FDTD et l'IPO, notée DG-FDTD/IPO, est tout d'abord décrit puis la méthode est validée sur un scénario canonique.

Le **quatrième chapitre** se concentre sur l'application et l'exploitation de la méthode DG-FDTD/IPO. Dans la première partie de ce chapitre, la méthode proposée est appliquée au calcul du champ lointain rayonné dans deux scénarios différents : un scénario d'antenne sur véhicule et un scénario canonique proposé dans le cadre de l'activité de "benchmarking" organisée par l'association EurAAP<sup>7</sup>. La seconde partie du chapitre présente l'exploitation de la méthode pour analyser le rayonnement électromagnétique d'une antenne en présence de son environnement opérationnel complet.

Le **cinquième chapitre** propose une amélioration de la méthode DG-FDTD/IPO pour permettre la prise en compte des couplages retours entre l'environnement proche de l'an-

---

1. Multi-Resolution Method of Moments
2. MultiStructure Method of Moments
3. Finite Difference Time Domain
4. Multi-Resolution Time-Domain
5. Multi-Region Finite-Difference Time-Domain
6. Dual-Grid Finite-Difference Time-Domain
7. European Association on Antennas and Propagation.

tenne et la plate-forme. L'introduction de la redescription grossière du domaine DG-FDTD dans la simulation IPO est validée sur un scénario canonique.

Le **sixième chapitre** propose une amélioration de la partie asymptotique de la méthode DG-FDTD/IPO, notée TSD<sup>8</sup>, en vue de calculer les courants sur les zones ombrées de plate-forme de type lanceur spatial. L'hybridation de cette nouvelle méthode avec la FDTD est validée sur un scénario canonique d'antenne sur cylindre. L'approche FDTD/TSD est enfin appliquée à la résolution d'un problème concret d'antenne sur lanceur.

---

8. Traitement Séquentiel des Domaines

# Chapitre 1

## Etat de l'art sur la simulation électromagnétique d'antennes sur porteur

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>8</b>
<b>1.2</b>	<b>Problématiques liées à la modélisation d'antennes sur porteur</b>	<b>8</b>
<b>1.3</b>	<b>Méthodes rigoureuses</b>	<b>10</b>
1.3.1	Méthodes rigoureuses traditionnelles	10
1.3.2	Méthodes rigoureuses exploitant la décomposition de domaines	14
1.3.3	Conclusion globale sur les méthodes rigoureuses	19
<b>1.4</b>	<b>Méthodes asymptotiques</b>	<b>19</b>
1.4.1	Méthodes géométriques	21
1.4.2	Méthodes physiques	22
1.4.3	Combinaison d'approche géométrique et physiques	22
1.4.4	Conclusion	23
<b>1.5</b>	<b>Méthodes hybrides rigoureuses-asymptotiques</b>	<b>23</b>
1.5.1	Les méthodes hybrides fréquentielles-fréquentielles	24
1.5.2	Les méthodes hybrides temporelle-temporelle	27
1.5.3	Les méthodes hybrides temporelle-fréquentielle	28
1.5.4	Conclusion générale sur l'hybridation	30
<b>1.6</b>	<b>Conclusion du chapitre</b>	<b>30</b>

---

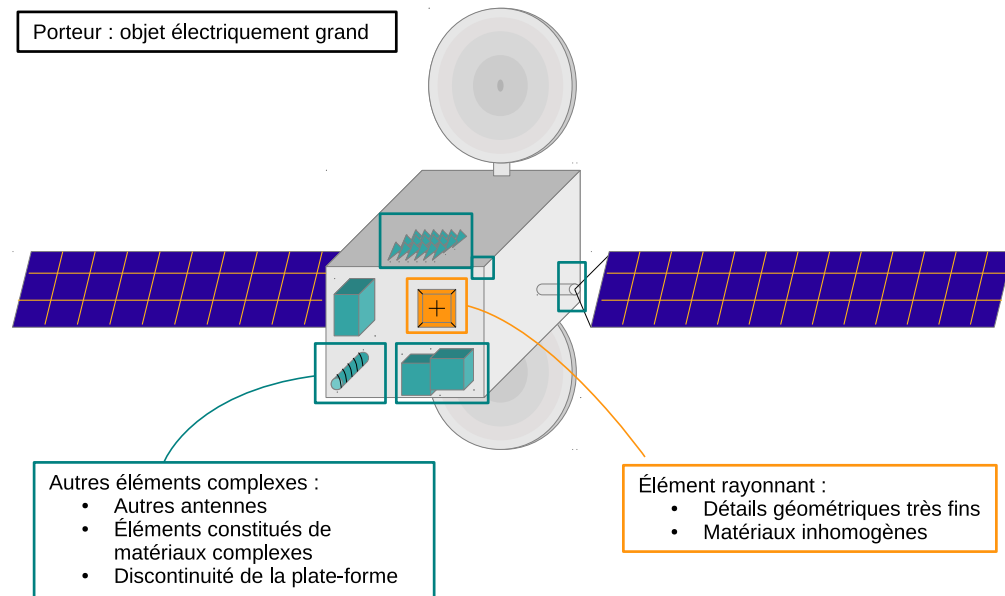


FIGURE 1.1 – Problème fil rouge d'antennes sur porteur extrait du contexte spatial.

## 1.1 Introduction

Les performances de l'antenne sont un facteur déterminant dans le fonctionnement d'un système de communication embarqué sur une plate-forme (avion, satellite, véhicule). Cependant, les interactions électromagnétiques s'établissant entre l'antenne et la plate-forme peuvent modifier significativement son fonctionnement et ainsi dégrader ses performances. Pour assurer la tenue des spécifications radio-électriques imposées par le cahier des charges, il est essentiel de se doter de moyens permettant d'évaluer et d'analyser les performances de l'antenne dans son environnement d'implantation. Dans ce contexte, la simulation électromagnétique représente aujourd'hui un outil incontournable.

Après une présentation des problématiques rencontrées actuellement lors de la simulation d'antennes sur porteurs, ce chapitre propose un tour d'horizon des méthodes numériques abordant ce type de problème électromagnétique. Cette vue d'ensemble entend principalement exposer les forces et faiblesses des différentes familles de méthodes vis-à-vis des problématiques énoncées en début de chapitre.

## 1.2 Problématiques liées à la modélisation d'antennes sur porteur

La simulation électromagnétique d'antennes installées sur des porteurs modernes suppose la gestion d'éléments de tailles, de natures et de complexités différentes au sein d'un même problème, (Figure 1.1). Les contraintes liées à la modélisation d'antennes sur porteur sont par conséquent multiples (Figure 1.2) :



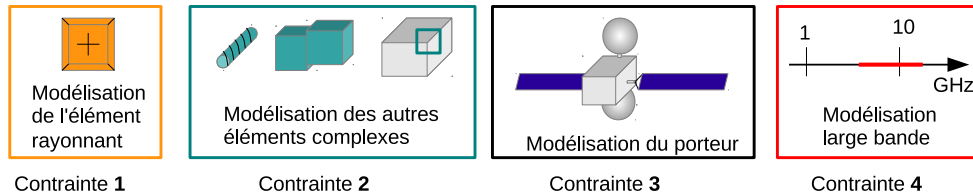


FIGURE 1.2 – Illustration sur un satellite des problématiques rencontrées lors de la modélisation d'antennes sur porteur.

- **Contrainte 1 : Modélisation précise de l'élément rayonnant.** L'antenne (source d'excitation du problème EM) comporte des détails géométriques potentiellement très petits devant la longueur d'onde<sup>1</sup>. Elle peut intégrer plusieurs matériaux différents et épouser le profil du porteur (antenne conforme). Une modélisation rigoureuse et très précise de l'élément rayonnant est par conséquent indispensable.
- **Contrainte 2 : Modélisation des autres éléments complexes.** On désigne ici tous les éléments du scénario, à l'exclusion de l'antenne étudiée, présentant des détails géométriques petits devant la longueur d'onde et utilisant ou non des matériaux complexes. Les exemples d'éléments complexes présents à la surface du porteur sont multiples : radôme de l'antenne étudiée, autres antennes, éléments servant à la furtivité, au découplage (métamatériaux), discontinuités de la plate-forme (fentes, bords). Ces éléments imposent également, de par leur complexité, une modélisation rigoureuse. Leur modélisation précise est d'autant plus importante qu'ils se trouvent proches de l'antenne. On observe alors des interactions électromagnétiques fortes pouvant perturber significativement le rayonnement de l'antenne.
- **Contrainte 3 : Modélisation du porteur.** Le porteur représente dans ce type de scénario un objet très grand électriquement. Ainsi, l'étude d'un porteur pour des fréquences comprises entre 1 et 20 GHz implique la manipulation d'objet allant de quelques dizaines de longueurs d'onde (véhicule tactique) à quelques centaines de longueurs d'ondes (avion, lanceur).
- **Contrainte 4 : Analyse large-bande.** Cette contrainte s'explique entre autres par l'accroissement de la bande passante des systèmes de communication installés sur les porteurs modernes ainsi que la nécessité de vérifier l'interopérabilité de systèmes fonctionnant dans différentes bandes de fréquences proches les unes des autres.

1. Pour un nombre d'onde  $k$  fixé ( $k = \omega/c$ , où  $\omega$  représente la pulsation  $2\pi f$  et  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide), un élément de longueur  $L$  est vu comparativement à la longueur d'onde  $\lambda$  ( $\lambda = 1/f = 2\pi/\omega$ ). La longueur électrique  $l$  est définie comme le produit de la longueur de l'élément par le nombre d'onde :  $l = kL = 2\pi L/\lambda$ . Un élément électriquement petit signifie  $l \ll 2\pi$ , soit  $L \ll \lambda$ .

Prises séparément, ces contraintes ne posent plus aujourd'hui de difficultés en termes de modélisation. Le problème émane actuellement de leur réunion au sein d'un seul et même scénario électromagnétique.

Ainsi, la simulation d'antennes sur plate-forme nécessite de résoudre des problèmes électromagnétiques de très grandes dimensions électriques, intégrant divers éléments complexes, possédant des détails potentiellement très petits devant la longueur d'onde. On parle alors de résolution de problèmes multiéchelles. Les besoins en termes d'analyse large bande pour de tels scénarios multiéchelles viennent ajouter une difficulté supplémentaire à la résolution efficace de ces problèmes, déjà très coûteux en termes de ressources informatiques.

Différentes méthodes numériques, basées sur la résolution des équations de Maxwell, peuvent être utilisées afin de réaliser la simulation électromagnétique de ce type de scénario : chacune d'entre elles possédant ses avantages et ses inconvénients en termes de précision du calcul et de ressources informatiques nécessaires au calcul. Parmi ces méthodes les plus fréquemment utilisées, on peut dégager trois grandes familles :

- Les méthodes **rigoureuses**,
- Les méthodes **asymptotiques**,
- Les méthodes **hybrides rigoureuses/asymptotiques**.

La suite de ce chapitre propose, pour ces trois familles, un tour d'horizon des méthodes employées dans la simulation d'antennes environnées et plus précisément dans la simulation d'antennes sur porteur.

## 1.3 Méthodes rigoureuses

Les méthodes dites "rigoureuses" ou encore "full-wave" se basent sur les équations de Maxwell (sous leurs formes locales ou intégrales) sans aucune approximation préalable et donnent la solution quasi-exacte du problème considéré.

Ce paragraphe propose dans un premier temps une présentation des méthodes rigoureuses les plus utilisées dans les problèmes d'antennes sur porteur. La seconde partie s'intéresse aux méthodes de décomposition de domaine exclusivement basées sur des approches rigoureuses.

### 1.3.1 Méthodes rigoureuses traditionnelles

#### 1.3.1.1 La méthode des différences finies

La méthode **FDTD**<sup>2</sup> [10], grâce à sa simplicité de mise en oeuvre et à sa robustesse, a atteint une réelle popularité depuis son introduction dans la communauté électromagnétique. Cette méthode temporelle et volumique est basée sur la résolution des équations de Maxwell sous leur forme locale (forme différentielle). Son utilisation passe par la création d'un volume

---

2. Finite-Difference Time-Domain

englobant les antennes et la plate-forme puis le maillage via des cellules élémentaires dont la dimension est fixée par la plus haute fréquence d'excitation.

Une des principales limites de la FDTD pour la simulation d'antennes sur plate-forme est liée à son coût numérique très important. Dès que la fréquence d'étude augmente, le nombre de cellules élémentaires s'accroît de manière drastique. Cependant, avec la FDTD, il est très facile de tirer partie de ressources de calcul hautement parallèles. Ainsi, des algorithmes exploitant la parallélisation ont récemment été appliqués à la FDTD afin de simuler le couplage et le rayonnement d'antennes positionnées sur un navire ou un avion de ligne [11].

### 1.3.1.2 La méthode des éléments finis

La méthode **FEM**<sup>3</sup> [12] partage quelques caractéristiques communes avec la FDTD. Tout d'abord, comme cette dernière, elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell sous leur forme locale mais en adoptant une approche variationnelle. De plus, comme en FDTD, un volume de simulation englobant le problème électromagnétique doit d'abord être défini. Il est ensuite discrétisé à l'aide d'éléments finis (généralement des tétraèdres). Cette méthode offre une flexibilité importante en autorisant l'application de diverses fonctions de base sur la cellule élémentaire non structurée. Par conséquent, la discrétisation de la géométrie initiale peut être plus fidèle qu'avec la FDTD. Enfin, dans la pratique, cette méthode est généralement utilisée pour résoudre les équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel.

La méthode FEM se distingue principalement par sa flexibilité et sa précision en ce qui concerne la modélisation d'antennes complexes (géométrie ou matériaux). Toutefois, cette méthode souffre, lors de la simulation d'antennes sur plate-forme, du maillage volumique. Ce dernier impose, comme pour la FDTD, des besoins en ressources informatiques considérables. Des algorithmes de calcul utilisant notamment la parallélisation des calculs ont permis d'employer cette méthode pour traiter des problèmes de diffraction par des porteurs de grandes dimensions [13].

### 1.3.1.3 La méthode des moments et les équations intégrales

La **MoM**<sup>4</sup> [14] consiste à résoudre les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. Dans sa version la plus courante, cette méthode adopte une formulation fréquentielle et ne requiert une détermination des inconnues qu'aux frontières (maillage surfacique) d'où l'emploi de l'appellation **BEM**<sup>5</sup> pour la désigner. Cette méthode se révèle bien adaptée à la simulation de problèmes électromagnétiques ouverts tels que le calcul du rayonnement d'antennes. Elle est particulièrement efficace pour résoudre des problèmes impliquant des conducteurs parfaits ou des objets homogènes.

Cependant, la formulation intégrale conduit, lors de la résolution matricielle du système linéaire d'équations, à la génération de matrices denses<sup>6</sup>. Les systèmes linéaires deviennent

---

3. Finite Element Method

4. Method of Moments

5. Boundary Element Method

6. Une matrice est dite dense lorsque qu'elle ne contient que très peu de zéros. À l'inverse, une matrice creuse en contiendra beaucoup. Conceptuellement, les matrices creuses correspondent aux systèmes qui sont peu cou-

très coûteux à générer, stocker et enfin résoudre lorsque les dimensions du problème sont importantes. C'est notamment le cas lors de la modélisation d'antennes sur porteur. Par opposition, les matrices générées par les méthodes basées sur les équations aux dérivées partielles (type éléments finis) sont creuses et les besoins en ressources mémoires évoluent linéairement avec la dimension du problème (contre une évolution au carré pour la MoM).

Différentes techniques numériques de compression ont été proposées afin de réduire les ressources informatiques nécessaires au calcul MoM [15–17].

Parmi ces techniques de compression, la **FMM**<sup>7</sup> et surtout son extension multiniveau : la **MLFMM**<sup>8</sup> [18, 19] figurent parmi les plus populaires. La résolution itérative du système linéaire MoM implique traditionnellement le calcul d'un produit matrice-vecteur. Ce produit peut être vu comme le calcul des interactions de chaque élément de courant défini à la surface de l'objet avec l'ensemble des autres éléments de courant ainsi qu'avec lui-même. L'idée de base de la FMM est tout d'abord de diviser les éléments de courant en différents groupes suivant leur position dans l'espace. Ainsi, un groupe représente un ensemble d'éléments de courant situés à proximité les uns des autres (Figure 1.3). Lors du calcul du champ rayonné par les éléments d'un groupe vers l'ensemble des autres courants, l'algorithme consiste tout d'abord à rassembler les contributions de chaque groupe d'éléments de courant en un centre commun (phase d'agrégation). Ensuite, pour calculer le champ reçu par chaque élément de courant à l'intérieur d'un groupe, l'algorithme collecte d'abord le champ rayonné par tous les autres centres de groupe et le redistribue ensuite à chaque élément de courant à l'intérieur du groupe (désagrégation). La méthode MLFMM étend simplement le principe utilisé par la FMM à plusieurs niveaux. La méthode MLFMM appliquée à la MoM a par exemple été utilisée pour analyser le rayonnement (et le couplage) d'antennes positionnées sur un navire ou un avion [20]. Elle est aujourd'hui présente dans de nombreux logiciels commerciaux [21, 22].

L'algorithme **ACA**<sup>9</sup> [23, 24] est également largement utilisé pour réduire les ressources nécessaires à la résolution de problèmes d'antennes sur plate-forme par des méthodes intégrales. Il consiste à approximer la matrice impédance potentiellement dense par une matrice creuse hiérarchique. Au cours de cette approximation, seuls quelques éléments sélectionnés dans la matrice impédance sont calculés. L'approximation s'effectuant au niveau matriciel, elle n'est pas restreinte aux seules fonctions de Green en espace libre comme la MLFMM. D'autre part, l'algorithme ACA conduit à une résolution directe du système matriciel. En cela il s'oppose à la MLFMM qui elle implique une résolution itérative. Une résolution directe présente l'avantage de fournir une solution quel que soit le conditionnement du problème, évitant ainsi tout problème de convergence. Cet algorithme, appliqué à la MoM, est ainsi utilisé dans [25] pour résoudre un problème impliquant une antenne sur un navire militaire.

Pour plus de précisions sur les algorithmes rapides permettant de réduire les ressources numériques associées à la simulation par la MoM de structures complexes et de grandes dimensions, le lecteur pourra consulter [26].

Enfin, malgré la compression des matrices opérée par les algorithmes présentés plus

---

plés.

7. Fast Multipole Method

8. Multi-Level Fast Multipole Method

9. Adaptive Cross Approximation

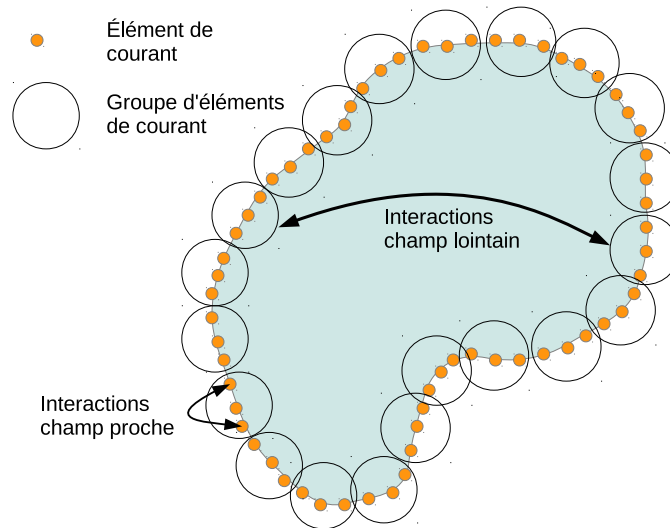


FIGURE 1.3 – Illustration du principe d'une méthode de compression des calculs appliquée à la MoM : la FMM.

haut, la résolution de problèmes d'antennes sur porteur via une méthode intégrale peut s'avérer très coûteuse en termes de ressources informatiques. Pour faire face à ce problème, des schémas de parallélisation des calculs sont mis en place avec notamment la possibilité de réaliser les calculs sur des cartes graphiques (GPUs<sup>10</sup>) [25, 27, 28].

#### 1.3.1.4 Conclusion

Les méthodes rigoureuses permettent de résoudre de manière quasi-exacte des problèmes complets d'antennes sur plate-forme. Cependant, dans ce cadre d'utilisation, ces méthodes se révèlent, de par leur formalisme rigoureux, très gourmandes en ressources informatiques et ce malgré l'utilisation d'algorithmes rapides type MLFMM ou ACA. Il faut alors recourir à des moyens de calculs dédiés pour réaliser les simulations (parallélisation de codes combinée à des calculs sur des clusters/GPUs). La figure 1.4 schématise les domaines d'application des méthodes rigoureuses conventionnelles, avec et sans application d'algorithmes rapides, sur le problème présenté en introduction de ce chapitre.

L'utilisation directe d'une méthode rigoureuse unique pour traiter des problèmes d'antennes sur plate-forme (cf. paragraphe précédent) se heurte au caractère fortement multi-échelle de ce type de scénario. Les équations de Maxwell traduisent dans ce cas, sous des échelles diverses, des phénomènes extrêmement différents. Autrement dit, des phénomènes de propagation, de résonance, d'absorption ou encore d'évanouissement peuvent apparaître au sein du même scénario. Ceci se traduit au niveau mathématique par un mauvais conditionnement du problème conduisant à des difficultés de convergence lorsque des méthodes itératives sont utilisées. Dans le cas de méthodes adoptant un maillage uniforme comme la

10. Graphics Processing Units

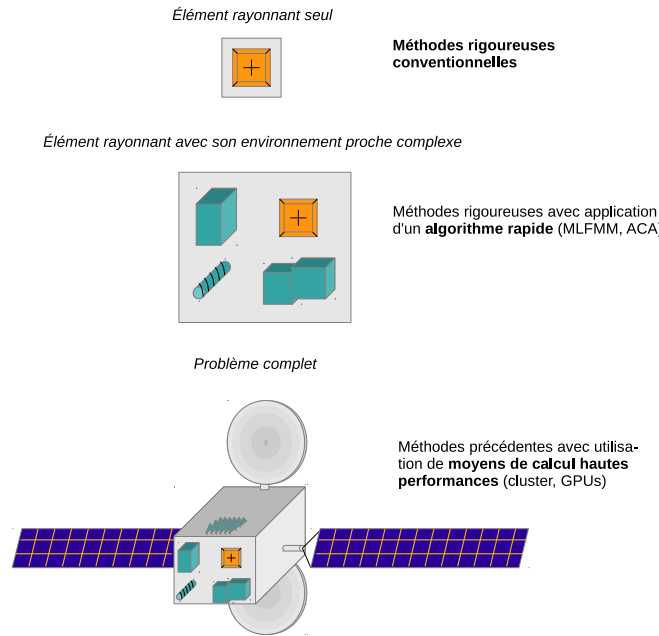


FIGURE 1.4 – Illustration du Domaine d'application des méthodes rigoureuses.

FDTD, cette caractéristique conduit également à des zones de sur-échantillonnage très préjudiciables en termes de ressources informatiques.

Dans l'optique de résoudre cette difficulté, des méthodes ayant recours à la décomposition de domaines (**DDM**<sup>11</sup>) peuvent être mises en place.

### 1.3.2 Méthodes rigoureuses exploitant la décomposition de domaines

La décomposition de domaine est une approche générale pour la résolution de problèmes multiéchelles complexes. Elle repose sur la division du problème original en éléments joints ou non, plus petits, plus simples et par conséquent plus facilement traitables. Ces éléments sont analysés séparément et l'on obtient la solution globale en connectant les domaines via des conditions aux limites au niveau des interfaces entre les sous-domaines adjacents. Ainsi, la simulation électromagnétique est séparée en deux parties : d'une part la caractérisation individuelle de chaque sous-domaine et de l'autre le traitement de l'interconnexion entre les sous-domaines.

On présente dans la suite de ce paragraphe des méthodes de décomposition de domaines utilisant exclusivement des méthodes rigoureuses.

11. Domain Decomposition Method

### 1.3.2.1 Les méthodes issues de la FDTD

Le maillage uniforme imposé par le schéma FDTD classique conduit à des zones sur-échantillonnées spatialement, qui finissent par accroître de manière significative le temps de calcul et l'encombrement mémoire. Afin de s'affranchir de ce problème de sur-échantillonnage spatial, de nombreuses méthodes FDTD avancées exploitant le principe de la décomposition de domaine ont vu le jour. On propose ici une présentation de trois d'entre elles. Le lecteur pourra se faire une idée plus précise de ces méthodes en consultant [10].

La méthode du **sous-maillage** consiste à utiliser des tailles de cellule FDTD différentes selon les régions du volume. Cette approche est utilisée dans [29, 30] pour analyser le couplage entre deux monopoles placés sur un plan métallique de grande dimension. Malgré le fait que ces schémas soient performants du point de vue du temps de calcul et des ressources utilisées lors de l'analyse de problèmes large-bande, leur applicabilité n'est pas toujours garantie. Des problèmes peuvent apparaître en ce qui concerne la stabilité, les réflexions parasites aux interfaces entre les grilles, et l'inaptitude à prendre en compte des matériaux traversant ces interfaces.

La FDTD à **Régions Multiples** notée **MR-FDTD**<sup>12</sup> et présentée dans [31] consiste à diviser le volume FDTD classique en plusieurs sous-volumes FDTD disjoints. Chaque sous-volume peut présenter une orientation, un maillage et des conditions limites absorbantes qui lui sont propres. Ces volumes interagissent entre eux à l'aide de couplages bilatéraux basés sur le calcul des intégrales de Kirchhoff. En plus d'éviter les zones de sur-échantillonnage, cette méthode permet de réduire la dispersion numérique associée au grand volume FDTD puisqu'il n'est plus nécessaire de mailler l'espace entre les sous-volumes. Cependant, cette méthode s'applique naturellement à des scénarios pour lesquels le milieu entre les sous-volumes est homogène. De plus, le coût lié au calcul des intégrales de Kirchhoff peut rapidement devenir problématique.

Enfin, la FDTD à **Double Grille** [8] notée **DG-FDTD**<sup>13</sup> revient à diviser la simulation FDTD initiale en deux étapes successives. Une première simulation FDTD fine de l'élément rayonnant puis une seconde simulation relâchée de l'antenne dans son environnement d'implantation. Les champs prélevés sur une surface englobant l'antenne lors de la première simulation sont utilisés comme source d'excitation pour la seconde. L'antenne est redécrite de façon grossière durant la seconde simulation afin de prendre en compte le couplage retour entre l'environnement et l'antenne. Cette méthode permet un gain significatif en termes de ressources tout en s'affranchissant des problèmes de stabilité. Elle a entre autres été appliquée à la simulation d'une antenne large bande sur une caméra vidéo [32]. Des évolutions multiniveaux et bilatérales de cette méthode ont également été proposées afin d'étudier des problèmes de dosimétrie et de propagation en présence du corps humain [9].

Bien que la combinaison avec une approche basée sur la décomposition de domaine permette de réduire les ressources nécessaires à la simulation FDTD de problèmes complexes et de dimensions électriques importantes, elle n'est en pratique pas utilisée pour simuler des scénarios complets d'antennes sur plate-forme tels que celui présenté Figure 1.2. En effet,

---

12. Multi-Region FDTD

13. Dual-Grid FDTD



pour ce type de scénarios complexes et de très grandes dimensions, ces approches restent très coûteuses en termes de ressources et apparaissent difficile à mettre en oeuvre. En revanche, les méthodes basées sur ce schéma apportent des solutions très intéressantes à certaines des contraintes mentionnées au paragraphe 1.2. Ainsi, elles permettent d'analyser efficacement des antennes avec un environnement proche complexe sur de larges bandes de fréquence.

### 1.3.2.2 Les méthodes de décomposition de domaine utilisant la FEM

La méthode des éléments finis conventionnelle, tout comme la FDTD traditionnelle, reste principalement limitée à l'étude de structures de taille modérée de par la quantité de ressources nécessaire au calcul. L'association de la FEM avec une méthode DDM permet d'étendre son domaine d'application à l'étude de problèmes multiéchelles de grandes dimensions [33, 34]. Ceci est notamment dû au fait que la DDM permet une discrétisation adaptée de chaque sous-domaine.

Parmi les différentes approches existantes et basées sur ce principe, la méthode **FETI-DPEM**<sup>14</sup> [35, 36] est une des plus populaires actuellement. Cette méthode consiste en premier lieu à décomposer le domaine complet en sous-domaines ne se chevauchant pas. Une solution incomplète des champs à l'intérieur de ces sous-domaines est ensuite obtenue en utilisant la méthode FEM. La condition de continuité des composantes tangentielles est alors imposée aux interfaces entre les sous-domaines. Cela conduit à une équation équivalente aux interfaces qui peut être résolue en utilisant un algorithme itératif. La solution de l'équation aux interfaces sert enfin de condition aux limites pour les sous-domaines permettant ainsi d'évaluer le champ à l'intérieur. Cette méthode est particulièrement efficace pour l'étude de problèmes faisant intervenir de nombreux sous-domaines identiques (cas d'antennes réseaux) car les calculs effectués pour un sous-domaine peuvent être réutilisés pour l'ensemble des sous-domaines identiques. Enfin, les caractéristiques de cette méthode la rendent bien adaptée pour du calcul parallèle.

Cette méthode a déjà prouvé son efficacité pour analyser des problèmes d'antennes sur plate-forme. Ainsi, dans [37] la méthode est appliquée à l'analyse (rayonnement et couplage) d'antennes réseaux placées sur un navire.

### 1.3.2.3 Les méthodes basées sur la MoM et les équations intégrales

La MoM et plus largement les méthodes basées sur les équations intégrales ont elles aussi été associées à des méthodes DDM dans le but d'étendre leur domaine d'application à la simulation rigoureuse de structures multiéchelles et de grandes dimensions.

Une méthode de décomposition de domaine basée sur l'utilisation des équations intégrales, l'**IE-DDM**<sup>15</sup> a ainsi été proposée pour l'analyse d'objets purement métalliques [38]. Plutôt que de résoudre le problème initial comme un seul domaine de dimensions très importantes, la méthode IE-DDM décompose l'objet métallique en plusieurs sous-domaines ne

---

14. ElectroMagnetic Dual-Primal Finite Element Tearing and Interconnecting

15. Integral Equation Domain Decomposition Method

se recouvrant pas. Chaque sous-domaine est alors englobé dans une surface fermée et analysé individuellement à l'aide de la CFIE<sup>16</sup> mais en considérant dans l'excitation le rayonnement de tous les autres sous-domaines. Par la suite, ceux-ci sont couplés les uns aux autres via l'algorithme rapide MLFMA<sup>17</sup> (voir paragraphe 1.3.1.3). Cette méthode présente l'avantage de pouvoir gérer, avec des ressources mémoire limitées, de très grands objets métalliques. Il suffit pour cela de décomposer l'objet en éléments suffisamment petits. Dans [38], les auteurs appliquent cette méthode au calcul de diffraction sur différents porteurs de grandes dimensions (char, hélicoptère, avion de combat).

Un autre approche nommée Synthetic Function Expansion (**SFX**) [39, 40] a été proposée afin de réduire le coût numérique associé à la simulation par la MoM de structures nécessitant des ressources importantes. Cette méthode est tout d'abord basée sur le partitionnement de la structure complète en sous-structures plus petites, puis sur la génération de "macro-fonctions". Les fonctions de base sont ainsi rassemblées pour former de nouvelles fonctions de base, les macro-fonctions, définies sur des portions de structures significativement plus grandes que celle correspondant à une cellule initiale. Par rapport à la résolution d'un système matriciel utilisant des fonctions de base standard, l'utilisation de "macro-fonctions" permet une réduction très importante de la taille du problème algébrique à résoudre et donc une diminution significative des ressources nécessaires. Cette réduction du problème algébrique présente en outre l'avantage de permettre sa résolution par une méthode directe. La méthode s'affranchit alors des problèmes de convergence liés à la résolution par une méthode itérative type MLFMM. Cette méthode a été employée avec succès à l'étude du rayonnement d'une antenne hélice positionnée sur un satellite [40, 41]. Cette analyse a pu être menée en utilisant uniquement une station de calcul standard.

La méthode **CBFM**<sup>18</sup> [42, 43] suit le même principe que l'approche précédente. La principale différence entre ces deux méthodes réside dans la manière de générer les "macro-fonctions". Dans la CBFM, la génération de ces fonctions est basée sur une manipulation matricielle. Toutefois, comme pour la SFX, elle requiert un partitionnement de la structure physique à analyser. Enfin, cette méthode nécessite de laisser une zone de chevauchement entre les sous-domaines de façon à prendre en compte les couplages. Au cours de ces dernières années, la méthode a connu différentes déclinaisons. Une méthode CBFM-MLFMA a ainsi été proposée [44] afin d'analyser des scénarios conduisant à des problèmes algébriques trop grands pour être traités par une méthode directe ; et ce même après la réduction obtenue par l'application de la CBFM. Dans [44], les auteurs appliquent cette méthode au calcul de champ diffracté par une manche à air d'avion.

#### 1.3.2.4 Les approches multisolvers

Une autre difficulté, n'ayant pas encore été abordée jusqu'ici, concerne le manque de flexibilité lié à l'utilisation d'une méthode unique pour simuler des problèmes multiéchelles rassemblant des éléments de natures très différentes. Considérons à titre d'illustration le cas de l'antenne installée sur un satellite (Figure 1.2). Les méthodes intégrales surfaciques

---

16. Combined Field Integral Equation

17. Multi-Level Fast Multipole Algorithm

18. Characteristic Basis Function Method

comme la MoM par exemple constituent de bonnes candidates pour la modélisation des grandes surfaces métalliques. En revanche, certaines antennes ou éléments intégrant des matériaux complexes plaident plutôt en faveur d'une simulation par une méthode différentielle volumique. Aussi, il apparaît clairement ici qu'il n'est pas judicieux dans ce type de situation d'utiliser une seule méthode pour résoudre l'ensemble du problème.

Ainsi, en vue de l'analyse du rayonnement d'antennes sur des avions de lignes, la méthode **FE-BI**<sup>19</sup> [45] combine, dans le domaine fréquentiel, la FEM ainsi que les équations intégrales pour modéliser respectivement les antennes et la plate-forme. Chaque sous-domaine (antennes et plate-forme) est représenté par une matrice de diffraction généralisée appelée GSM<sup>20</sup> qui le caractérise entièrement. L'utilisation de GSM a l'avantage de masquer les informations caractérisant l'objet. Dans le cadre de la conception d'un système très complexe (comme un avion par exemple) nécessitant la collaboration de multiples entités parfois concurrentes, l'introduction des GSM permet de s'affranchir des problèmes de confidentialité. En effet, seule la GSM de chaque partie est nécessaire pour communiquer entre les différents acteurs. La méthode FE-BI a été employée avec succès pour analyser le rayonnement des antennes placées sur un avion de ligne (Fokker 100) [45].

On trouve également dans la littérature des approches combinant deux types de méthodes rigoureuses travaillant dans le domaine temporel. C'est le cas de la méthode **FETD-FDTD**<sup>21</sup> [46] couplant la FDTD avec la méthode des éléments finis dans le domaine temporel. La méthode FETD-FDTD représente une technique puissante dans le sens où un maillage déstructuré peut être utilisé de façon locale. L'application de ce type de méthode sur des structures de grandes dimensions requiert l'utilisation de techniques de calcul parallèles. La procédure de parallélisation nécessite alors la décomposition en deux domaines : un pour la partie structurée du maillage et un autre pour la partie déstructurée. Cette méthode a été appliquée à l'étude d'antennes monopoles installées sur un avion [47].

Enfin, une approche **MS-DDM**<sup>22</sup> a récemment été proposée offrant ainsi la possibilité de combiner plusieurs méthodes afin de résoudre efficacement des problèmes complexes d'antennes sur plate-forme [48,49]. La stratégie employée dans la MS-DDM repose avant tout sur la décomposition du domaine de simulation initial en différentes sous-régions sur la base des propriétés locales des matériaux ainsi que sur les caractéristiques géométriques. Ensuite, chaque sous-domaine est simulé par la méthode rigoureuse la plus adaptée. Un des apports majeur de ces travaux concerne la possibilité de traiter des régions qui ne sont pas forcément bien séparées. Dans [49] les auteurs illustrent les possibilités de cette méthode en calculant notamment le diagramme de rayonnement à 10 GHz d'une antenne radar positionnée sur un avion de combat en utilisant uniquement une station de calcul standard.

Les approches multisolveurs basées sur la décomposition de domaine offrent un outil très intéressant pour l'étude rigoureuse d'antennes placées sur des porteurs complexes en relevant la majorité des contraintes énoncées au paragraphes 1.2. De plus, comme l'illustrent les références données dans ce paragraphe, ces méthodes s'avèrent particulièrement adap-

19. Finite Element - Boundary Integral

20. Generalized Scattering Matrix

21. Finite Element Time Domain - Finite Difference Time Domain

22. Multi-Solver Domain Decomposition Method

tées au contexte CEM du couplage entre antennes car elles permettent de prendre rigoureusement en compte les différents éléments complexes (typiquement les antennes) positionnés sur le porteur. Cependant, malgré les techniques employées pour réduire les ressources informatiques nécessaires, ces approches restent relativement coûteuses.

#### 1.3.2.5 Conclusion partielle sur les DDM

L'utilisation d'une approche multidomaine, dans le cadre de la résolution rigoureuse d'un problème électromagnétique d'antennes sur plate-forme, offre un degré de liberté permettant d'augmenter l'efficacité ainsi que la précision de la résolution. Ainsi, en abordant le problème initial comme une multitude de sous-problèmes nécessitant des niveaux de résolution différents, elle permet de gérer plus efficacement son caractère multiéchelle. Plus encore, cette approche permet d'envisager le recours à différentes méthodes pour modéliser chaque sous-problème avec la méthode la plus adaptée.

### 1.3.3 Conclusion globale sur les méthodes rigoureuses

Les méthodes rigoureuses offrent l'avantage très appréciable de donner la solution quasi-exacte du problème électromagnétique pour lequel elles sont employées. Toutefois, ceci a un coût. Aussi, lorsque des méthodes rigoureuses sont appliquées de façon directe à la résolution d'un problème d'antennes sur porteur (section 1.3.1), elles nécessitent des ressources informatiques considérables et donc l'utilisation de moyens de calcul dédiés (supercalculateur, cluster, GPUs).

Le recours à une décomposition du problème global en sous-problèmes plus simples (DDM) donne la possibilité de traiter, toujours de façon rigoureuse mais plus efficace d'un point de vue ressources informatiques, ce type de problème. Les méthodes présentées dans le paragraphe 1.3.2 illustrent ce dernier point. Néanmoins, la résolution rigoureuse d'un problème complet d'antennes sur porteur de grandes dimensions, même via une approche multidomaine, reste coûteuse en termes de ressources informatiques.

La figure 1.5 présente schématiquement l'évolution du domaine d'application des méthodes rigoureuses sur le problème fil rouge d'antenne sur plate-forme satellite, en fonction des techniques de réduction de calcul présentées plus haut.

Aussi, bien que les méthodes rigoureuses permettent de traiter l'ensemble des contraintes mentionnées en introduction, la gestion d'un objet de très grandes dimensions, même dépourvu de complexité, reste un facteur limitant. Cette problématique constitue le cœur d'application de la famille de méthodes présentée dans le prochain paragraphe.

## 1.4 Méthodes asymptotiques

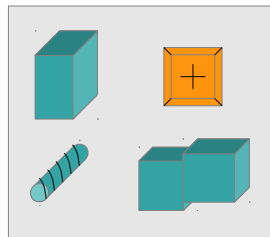
La section précédente a présenté les méthodes qui, moyennant une résolution (très) coûteuse des équations de Maxwell complètes, permettent d'analyser rigoureusement des problèmes complexes d'antennes sur plate-forme. Dans cette section, on présente une autre famille de méthodes : les méthodes dites asymptotiques ou hautes-fréquences.

*Élément rayonnant seul*



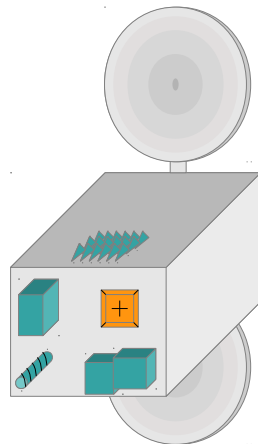
Méthodes rigoureuses  
conventionnelles

*Élément rayonnant avec son environnement proche complexe*



Méthodes rigoureuses avec application  
d'un **algorithme rapide** (MLFMM, ACA)

*Élément rayonnant dans un environnement d'intégration de taille modérée*



Méthodes rigoureuses avec application  
de la **DDM** et d'un **algorithme rapide**  
(MLFMM, ACA)

FIGURE 1.5 – Illustration de l'évolution du domaine d'application des méthodes rigoureuses en fonction des techniques de réduction de calcul employées.

Basées cette fois sur la résolution de versions approchées des équations de Maxwell, elles permettent de réduire significativement les ressources informatiques nécessaires au calcul. Le nom donné à cette famille de méthodes vient du fait que la solution délivrée par ces méthodes converge asymptotiquement (en hautes-fréquences) vers la solution des équations de Maxwell.

Parmi ces méthodes asymptotiques, on distingue deux sous-familles :

- les méthodes **géométriques**,
- les méthodes **physiques**.

### 1.4.1 Méthodes géométriques

Cette première famille trouve son origine avec la méthode d'Optique Géométrique **GO**<sup>23</sup> [50]. Cette méthode repose sur le fait qu'en haute fréquence, l'onde se comporte comme un rayon optique gouverné par les lois de Snell. Ainsi, le problème de propagation peut être analysé par un simple tracé de rayon, et durant ce tracé de rayon l'amplitude du champ ainsi que sa phase peuvent être déterminés à partir du front d'onde. Il est clair qu'en suivant cette approche, le champ dans les zones d'ombre est nul tandis que pour les parties illuminées du problème il correspond soit au champ incident seul soit à la somme du champ incident et du champ réfléchi. Dans cette approche, le champ diffracté par les coins ou les arêtes est complètement négligé, et le champ total contient deux discontinuités non physiques : une première à la frontière entre la région éclairée et la région en zone d'ombre notée ISB<sup>24</sup> puis une seconde entre la région des rayons réfléchis et celle qui n'est pas atteinte par ces rayons, notée cette fois RSB<sup>25</sup>. Cette méthode peut être employée dans l'analyse et/ou la synthèse rapide de systèmes antennaires à réflecteurs [51].

La précision de la solution délivrée par l'optique géométrique peut être améliorée en introduisant les champs diffractés dans la solution. Cela conduit au développement de la **GTD**<sup>26</sup> [52, 53]. Bien que cet ajout apporte un réel gain en termes de précision, il existe toujours une discontinuité des champs au niveau des ISB et RSB. Ces discontinuités peuvent être compensées par une fonction de transition qui peut être obtenue par une évaluation plus précise des champs diffractés. Ceci conduit à la méthode **UTD**<sup>27</sup>. Cette méthode a été utilisée pour calculer le rayonnement d'ouvertures positionnées sur des surfaces courbes. En plus de l'UTD, d'autres méthodes ont été proposées pour remédier au problème intervenant avec la GTD. On peut ainsi citer l'**UAT**<sup>28</sup> [54] ou encore la **STD**<sup>29</sup> [55]. Le principal inconvénient de ce type de méthodes est qu'elles ne peuvent être appliquées que sur des objets décrits à partir de formes canoniques (cylindres, cônes, plans) pour lesquelles les formules des champs diffractés ont pu être déterminées analytiquement.

---

23. Geometrical Optics

24. Incident Shadow Boundary

25. Reflected Shadow Boundary

26. Geometrical Theory of Diffraction

27. Uniform Theory of diffraction

28. Uniform Asymptotic Theory

29. Spectral Theory of Diffraction

Pour plus de détails sur les méthodes évoquées ici, le lecteur pourra consulter l'article de Pathak [56] sur les méthodes asymptotiques ainsi que les travaux cités dans celui-ci.

### 1.4.2 Méthodes physiques

L'autre branche appartenant aux méthodes asymptotiques tire son origine de la méthode d'Optique Physique **PO**<sup>30</sup>. Sous sa forme traditionnelle, elle sous-entend l'application de trois hypothèses simplificatrices :

- les courants induits par la source sont nuls sur la surface de l'objet non directement illuminée par l'onde incidente,
- l'objet est à grande distance du point d'observation,
- les rayons de courbure de la surface sont très supérieurs à la longueur d'onde.

La densité de courant sur la surface conductrice des parties illuminées de l'objet est alors approximée par la formule bien connue  $J_s = 2\vec{n} \times \vec{H}^{inc}$  où  $\vec{J}_s$  désigne la densité de courant de surface,  $\vec{n}$  la normale à la surface et  $\vec{H}^{inc}$  le champ magnétique incident. Il suffit ensuite d'utiliser des relations source-champ en espace libre basées sur l'intégration des courants sur la surface de l'objet pour calculer le champ rayonné par ce dernier. Cette approche est largement utilisée pour évaluer le champ rayonné par des antennes à réflecteurs.

La méthode PO néglige cependant l'effet des discontinuités géométriques telles que les courants induits sur les arêtes. De plus, à cause de la première hypothèse mentionnée ci-dessus, les courants induits utilisés en PO présentent une discontinuité au niveau de la frontière entre la zone d'ombre et la zone éclairée. Afin de palier ces difficultés, il est possible d'ajouter aux courants induits des courants de frange non-uniformes afin de prendre en compte les effets des discontinuités géométriques. L'introduction de ces courants de frange dans la méthode PO a mené à la création de la **PTD**<sup>31</sup> [57, 58]. Outre les courants de frange non-uniformes, il est possible de modéliser les effets des discontinuités géométriques par des courants équivalents d'arêtes EEC<sup>32</sup> [59]. Comparé à la GTD et ses versions améliorées, la PO et la PTD sont plus simples à utiliser sur des géométries complexes. Cependant, elles requièrent l'évaluation d'intégrales de rayonnement sur des courants de surface, ce qui peut être coûteux en temps de calcul lorsque le nombre de points d'observation est important.

### 1.4.3 Combinaison d'approche géométrique et physiques

Les approches géométriques et physiques peuvent être combinées afin d'obtenir une nouvelle méthode, la **SBR**<sup>33</sup> [60], très performante pour le calcul du champ diffracté par des plate-formes complexes et de grandes dimensions. Dans cette méthode, l'onde incidente depuis la source est représentée par une grille de rayons tirés en direction de l'objet. Le tracé de chaque rayon est ensuite soumis aux différentes réflexions sur l'objet, réflexions qui sont définies par l'optique géométrique. Ensuite, pour chaque point d'intersection entre le rayon

---

30. Physical Optics

31. Physical Theory of Diffraction

32. Equivalent Edge Currents

33. Shooting and Bouncing Ray

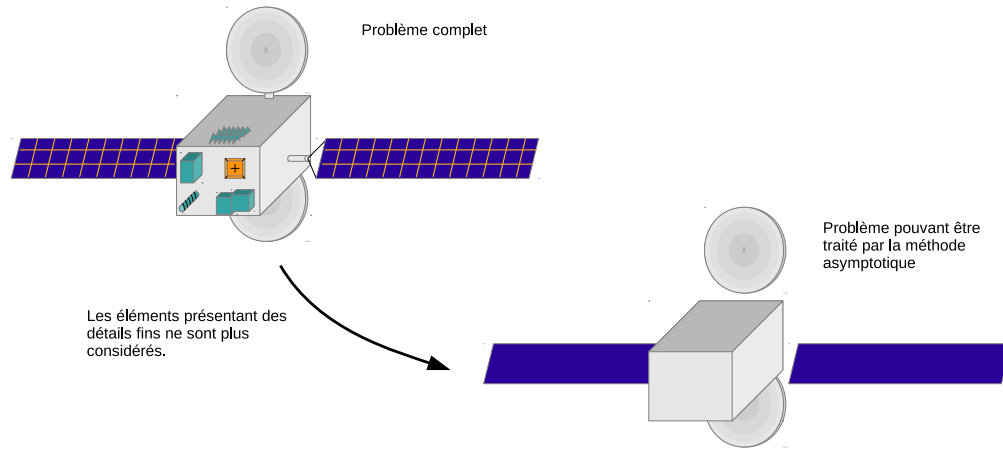


FIGURE 1.6 – Illustration du domaine d'application des méthodes asymptotiques.

et l'objet, une intégration inspirée de la PO est réalisée afin de déterminer sa contribution au champ diffracté ainsi qu'au champ rayonné. La solution finale correspond à la somme des contributions provenant des différents rayons.

#### 1.4.4 Conclusion

Les méthodes asymptotiques offrent donc des outils de simulation de structures de grandes dimensions relativement précis et surtout bien moins gourmands en ressources informatiques que les méthodes rigoureuses.

Cependant, les hypothèses simplificatrices limitent leur utilisation à des objets grands devant la longueur d'onde et ne présentant pas de détails géométriques très fins. Ces méthodes ne peuvent donc pas être employées pour simuler précisément des éléments complexes tels que des antennes ou des jonctions par exemple. En revanche, leurs caractéristiques font de ces méthodes de très bonnes candidates pour la simulation de la structure du porteur lors de la résolution d'un problème d'antennes sur plate-forme (Figure 1.6). En cela, elles répondent parfaitement à la troisième contrainte présentée au début de ce chapitre.

### 1.5 Méthodes hybrides rigoureuses-asymptotiques

Le paragraphe 1.3 sur les méthodes rigoureuses a conclu que celles-ci permettaient d'analyser précisément tout type de problèmes complexes d'antennes sur plate-forme. En pratique, la limitation principale de ces méthodes réside principalement dans le coût numérique des simulations associées à des objets de très grandes dimensions devant la longueur d'onde.

Le paragraphe précédent sur les méthodes asymptotiques s'est achevé sur le constat suivant : ces méthodes permettent de traiter très efficacement et avec un bon niveau de précision des structures de dimensions importantes mais sont limitées par le niveau de complexité qu'elles peuvent prendre en compte.



Pourquoi alors ne pas combiner ces deux familles de méthodes afin de modéliser précisément des scénarios complexes tout en limitant le besoin en ressources informatiques ? Sur la base de cette réflexion est apparue une nouvelle famille de méthodes, celle des méthodes hybrides rigoureuses- asymptotiques.

La stratégie commune adoptée par celles-ci consiste à modéliser les éléments complexes du problème par une ou plusieurs méthodes rigoureuses et à utiliser une ou plusieurs méthodes asymptotiques pour modéliser les éléments de grandes dimensions électriques restant. Ces méthodes hybrides reposent donc sur une décomposition de domaine semblable à celle évoquée dans la section 1.3.2.

L'hybridation de méthodes numériques rigoureuses avec des méthodes asymptotiques, dans un souci de compromis entre la précision et le temps de calcul, a suscité beaucoup d'intérêt dans la communauté depuis de nombreuses années. On peut regrouper les méthodes hybrides développées en différentes sous-familles suivant qu'elles combinent des méthodes dans le domaine temporel ou fréquentiel. On s'intéresse ici au trois sous-familles les plus couramment rencontrées :

- Les méthodes hybrides **fréquentielles-fréquentielles** : les méthodes rigoureuses et asymptotiques évoluent dans le domaine fréquentiel.
- Les méthodes hybrides **temporelles-temporelles** : les méthodes rigoureuses et asymptotiques évoluent dans le domaine temporel.
- Les méthodes hybrides **temporelles-fréquentielles** : moins courantes en pratique que les deux premières sous-familles, celles-ci regroupent les méthodes combinant une méthode rigoureuse temporelle avec une méthode asymptotique fréquentielle.

### 1.5.1 Les méthodes hybrides fréquentielles-fréquentielles

L'hybridation, dans le domaine fréquentiel, d'une méthode rigoureuse avec une ou plusieurs méthodes asymptotiques a fait l'objet de très nombreuses publications depuis une vingtaine d'années maintenant. Parmi ces méthodes, on peut distinguer une première branche s'appuyant sur la MoM.

#### 1.5.1.1 Les méthodes basées sur la MoM

##### **MoM combinée à une méthode asymptotique physique (type PO)**

Ainsi la MoM peut être associée à la PO. Telle que décrite dans [61] la méthode consiste à décomposer le domaine initial de calcul en deux sous-domaines : un premier sous-domaine MoM contenant l'antenne et au besoin les éléments complexes de la structure (arêtes, coins) et un sous-domaine PO regroupant les parties métalliques restantes. Lors de la résolution globale du problème, le couplage au premier ordre entre les sous-domaines est pris en compte. Les auteurs valident l'approche en comparant les résultats obtenus, avec la MoM seule, lors du calcul des diagrammes de rayonnement d'antennes placées sur une plate-forme canonique. Une méthode très similaire dans le concept mais utilisant une technique de couplage différente entre la MoM et la PO a également été présentée [62]. La combinaison de la MoM avec la PO peut différer selon les auteurs en fonction des besoins associés au problème.

Il est ainsi possible d'intégrer des couplages d'ordres supérieurs entre les régions MoM et PO [62–64]. La méthode décrite dans [65] propose en plus une amélioration de la procédure de couplage entre la MoM et la PO. L'efficacité de cette méthode est démontrée lors du calcul du diagramme de rayonnement d'antennes monopoles installées sur un dirigeable ou sur un navire. Enfin, la lourdeur du traitement associé à l'analyse de larges bandes de fréquence est abordée dans [66] en utilisant une technique d'interpolation spécifique.

La méthode présentée dans [67] diffère des précédentes par l'introduction d'un troisième sous-domaine POM (contraction de PO-MOM) faisant la transition entre les sous-domaines MoM et PO. Cette région est d'abord traitée comme une région MoM lorsque les courants de l'antenne sont déterminés. Elle est ensuite considérée comme une région PO lorsque le couplage entre les régions MoM et PO est calculé. De cette manière, une modélisation précise des courants de l'antenne peut être obtenue tout en maîtrisant le coût numérique de la simulation. Cette approche a été appliquée à la simulation d'antennes filaires sur des plates-formes essentiellement convexes (sphère et avion).

#### **MoM combinée à une méthode asymptotique géométrique (type GTD)**

La MoM peut également être associée à des méthodes asymptotiques géométriques comme la GTD ou l'UTD. La résolution du problème global se base une nouvelle fois sur sa décomposition en un sous-domaine MoM comprenant généralement l'antenne avec son environnement proche et un sous-domaine GTD/UTD regroupant le reste de la structure. L'hybridation de la MoM avec la GTD proposée dans [68] a été appliquée avec succès à l'analyse du rayonnement d'antennes positionnées sur les bras déployables d'un satellite [69]. [70] présente une hybridation de la MoM avec l'UTD dans le but de calculer le couplage entre des ouvertures rayonnantes disposées sur un cylindre.

##### **1.5.1.2 Les méthodes basées sur la FEM**

Tout comme la MoM, la FEM peut être combinée à une méthode asymptotique afin d'analyser le rayonnement ou le couplage d'antennes positionnées sur des plates-formes de grandes dimensions électriques.

Une hybridation directe de la FEM avec la GTD et la SBR est présentée dans [71]. La méthode FEM modélise dans un premier temps l'antenne isolée (seul l'environnement d'intégration immédiat de l'antenne est considéré). Le diagramme de rayonnement ou la distribution de courants dans l'ouverture ainsi obtenus sont ensuite utilisés comme source d'excitation pour la simulation du reste de la structure (la plate-forme) par la méthode asymptotique. Les auteurs appliquent entre autres cette méthode à la simulation d'une antenne patch conforme recouverte d'un radôme diélectrique et positionnée sur une structure cylindrique de grandes dimensions.

Une autre hybridation entre la FEM et l'UTD ou la CRE<sup>34</sup> est proposée dans [72]. L'apport des auteurs porte principalement sur la méthode CRE qui permet de s'affranchir des difficultés posées par la SBR. L'article présente les résultats associés à la simulation d'une

---

34. Complex Ray Expansion

antenne dipôle positionnée à proximité d'une surface supérieure de navire. Dans les deux formulations présentées, le couplage retour entre l'environnement et l'antenne n'est pas pris en compte. Une autre formulation intégrant un couplage total entre la FEM et plusieurs méthodes asymptotiques a été proposée afin de réduire les erreurs lors de la modélisation d'antennes sur des structures sujettes aux multiples réflexions [73]. Cette méthode n'a en revanche pas encore été appliquée à la simulation d'antennes sur plate-forme.

### 1.5.1.3 Les méthodes basées sur une méthode rigoureuse utilisant la DDM

Dans un contexte d'antennes sur plate-forme, il s'avère parfois que la simulation de l'antenne seule constitue en soi un problème complexe et de grandes dimensions. C'est notamment le cas des antennes réseaux. L'utilisation directe d'une méthode rigoureuse sur ce type d'élément nécessite alors des ressources informatiques très importantes.

Une stratégie de décomposition de domaine peut être envisagée au niveau de l'antenne afin de réduire la charge informatique imposée par la partie rigoureuse de l'hybridation. On a alors deux niveaux de décomposition de domaine au sein de la même simulation. Une première décomposition partage le problème initial entre l'antenne (et les éléments complexes) d'un côté et le reste de la plate-forme de l'autre. Une seconde décomposition est appliquée au sous-domaine correspondant à l'antenne. Cette dernière permet notamment par la suite de tirer profit des répétitions dans la structure de l'antenne (antenne réseau par exemple). Les méthodes présentées dans ce paragraphe se placent dans cette optique.

Ainsi dans [74] les auteurs combinent deux méthodes exactes avec des méthodes à rayons pour évaluer le diagramme d'une antenne en présence d'une plate-forme complexe. Un réseau complexe d'antennes est ainsi modélisé par la méthode FE-BI en exploitant, grâce à une méthode DDM, les répétitions au niveau du réseau et des fonctions de Green. La FE-BI est ensuite interfacée à la plate-forme par l'intermédiaire de courants équivalents. Cette structure est quant à elle évaluée grâce à l'UTD ou l'**IPO**<sup>35</sup> [75].

Suivant un principe similaire, le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes Vivaldi positionné sur le fuselage d'un avion de combat est calculé dans [76]. Le réseau est ici modélisé par une méthode de décomposition de domaine basée sur la FEM, la **FEM-DDM**<sup>36</sup> [77]. Cette méthode décompose le réseau en sous-domaines plus petits en exploitant les répétitions. Les champs sur l'interface englobant le réseau servent ensuite d'excitation pour la simulation UTD du rayonnement du réseau en présence de la plate-forme.

Enfin, une hybridation entre la méthode **EPA**<sup>37</sup> [78] et la PO a récemment été proposée [79]. La méthode EPA permet de décomposer le domaine à analyser rigoureusement en plusieurs sous-domaines. Cette approche s'avère particulièrement adaptée à la simulation de structures périodiques. En effet, il suffit de mener un seul calcul pour obtenir l'opérateur

---

35. Iterative Physical Optics

36. Finite Element Method Domain Decomposition Method

37. Equivalence Principle Algorithm

d'équivalence de tous les éléments. Les inconnues présentes à l'intérieur de chaque sous-domaine sont ensuite transformées en inconnues sur la surface équivalente en réduisant au passage leur nombre. L'apport des auteurs réside dans la connexion des domaines EPA et PO dans le but de simuler des antennes intégrées aux plates-formes. Le calcul du rayonnement d'une antenne patch sur un véhicule est présenté à titre d'illustration à la fin de cet article.

#### 1.5.1.4 Conclusion

L'hybridation, dans le domaine fréquentiel, de méthodes rigoureuses et asymptotiques représente une solution très populaire pour l'analyse du rayonnement d'antennes sur porteur. Cette popularité repose sur leur capacité à fournir un résultat précis (même pour des problèmes complexes) avec des ressources informatiques très inférieures à celles nécessaires lors d'une simulation rigoureuse complète.

### 1.5.2 Les méthodes hybrides temporelle-temporelle

Parmi les différentes contraintes listées au début de ce chapitre figure l'analyse de scénarios large bande. Pour ce type d'application, le recours à des méthodes hybrides purement fréquentielles peut s'avérer très coûteux car elles nécessitent *a priori* de relancer une simulation pour chaque nouveau point de fréquence. Dans ce cas, les méthodes hybrides travaillant exclusivement dans le domaine temporel ont l'avantage de pouvoir caractériser, avec une seule excitation impulsionnelle, une structure sur une large bande de fréquences via une transformation de Fourier. Cette propriété fait de ces dernières de bonnes candidates pour mener l'étude d'antennes large bande ou l'analyse de couplages hors bande.

#### 1.5.2.1 Les méthodes basées sur une approche rigoureuse utilisant la forme différentielle des équations de Maxwell

Une méthode hybride combinant la FDTD et la **TDPO**<sup>38</sup> [80] a été proposée pour de l'analyse large bande de sources rayonnantes placées à proximité d'éléments métalliques de grandes dimensions [81, 82]. Lors de sa validation, cette méthode a permis d'évaluer l'influence d'un grand plan conducteur sur le rayonnement d'un dipôle situé à proximité. Une voie d'amélioration de la méthode FDTD-TDPO a été explorée dans [83] en ajoutant le rayonnement de la structure sur l'antenne. Cette approche revient à considérer les interactions d'ordre deux entre l'antenne et la structure. La prise en compte des couplages au second ordre alourdissant considérablement la méthode, les auteurs ont développé un nouvel algorithme de transfert. Cette approche n'a toutefois été validée que sur un objet réfléchissant de dimensions restreintes.

L'hybridation de la méthode **TLM**<sup>39</sup> [84] avec une méthode asymptotique temporelle a également été proposée pour résoudre des problèmes d'antennes environnées par des objets métalliques de grandes dimensions [85]. L'approche consiste une nouvelle fois à diviser l'espace en deux régions : une première où l'antenne isolée est modélisée à l'aide de la

---

38. Time Domain Physical Optics

39. Transmission Line Matrix

TLM, et une seconde où la structure métallique environnante est analysée par la TDPO. L'approche est appliquée, en guise de validation, à la simulation du rayonnement d'un dipôle en présence d'un plan métallique réflecteur. L'article propose également une amélioration de la méthode TLM-TDPO intégrant les courants équivalents d'arêtes sous leurs formes temporelles afin de prendre en compte les diffractions sur les bords de plaque.

### 1.5.2.2 Les méthodes basées sur une approche rigoureuse utilisant la forme intégrale des équations de Maxwell

Parmi les méthodes hybrides temporelles permettant de calculer le rayonnement d'antennes environnées on trouve également des approches utilisant les équations intégrales. C'est le cas de la méthode **TDIE-TDPO**<sup>40</sup> [86]. De même que les approches présentées précédemment, la TDIE-TDPO se base sur une décomposition du problème en deux sous-domaines. Les éléments correspondant à des plans conducteurs de grandes dimensions sont traités par l'optique physique tandis que les éléments restants (fils, objets métalliques complexes) sont analysés par la méthode intégrale. De plus, dans cette formulation, la méthode intégrale utilise des macro-fonctions définies sur l'ensemble du domaine TDIE afin d'améliorer son efficacité. La méthode décrite ici a été appliquée avec succès au calcul du diagramme de rayonnement d'une antenne à réflecteur parabolique.

### 1.5.2.3 Conclusion

Les méthodes hybrides adoptant une formulation temporelle se prêtent bien à l'analyse d'antennes environnées sur de très larges bandes de fréquence. Néanmoins, le formalisme associé à une hybridation dans le domaine temporel peut rapidement s'avérer très lourd lorsque de grandes structures sont considérées. En effet, la gestion de la propagation des ondes entre les différents domaines impose de stocker les valeurs des champs dans des tableaux tampons. Par conséquent, ces méthodes se révèlent peu adaptées à la modélisation de structures dépassant la centaine de longueurs d'onde.

## 1.5.3 Les méthodes hybrides temporelle-fréquentielle

Bien que cela soit moins courant dans la pratique, il existe également des hybridations mêlant des méthodes rigoureuses temporelles et des méthodes asymptotiques fréquentielles. Parmi ces hybridations quelques unes sont appliquées au problème de la simulation d'antennes environnées.

### 1.5.3.1 Exemples de méthodes dédiées à la simulation d'antennes

C'est le cas de la méthode FDTD-PO présentée dans [87]. Cette méthode associe la FDTD à l'optique physique dans le domaine fréquentiel afin d'analyser le rayonnement d'antennes planaires (antennes pour des applications RFID<sup>41</sup> par exemple) en présence d'une structure

---

40. Time Domain Integral Equation - Time Domain Physical Optics

41. Radio-Frequency IDentification

conductrice électriquement grande. Les deux méthodes sont couplées à l'aide d'une surface de Huygens entourant l'antenne.

La modélisation se présente de la manière suivante. La première étape consiste en une simulation FDTD de l'antenne isolée au cours de laquelle on enregistre les champs tangentiels sur la surface de Huygens. Les composantes de champ sur cette surface sont ensuite passées dans le domaine fréquentiel à la fréquence souhaitée en appliquant une transformée de Fourier sur les champs stockés. Le champ magnétique incident sur la structure métallique est alors calculé grâce à une transformée champ proche-champ proche. Enfin, la PO est utilisée pour déterminer le champ réfléchi. Cette méthode présente cependant l'inconvénient de ne pas prendre en compte le couplage retour entre l'objet métallique diffractant et l'antenne.

Pour pallier ce problème les auteurs ont proposé une amélioration de la méthode [88]. La simulation débute toujours par le calcul du champ total dans le domaine FDTD. Les courants sur l'objet métallique sont alors calculés suivant le même principe que précédemment. La méthode PO est ensuite employée pour calculer le champ sur la surface Huygens définie dans le domaine FDTD. Une nouvelle simulation FDTD, prenant en compte le champ diffracté par l'objet métallique, est alors lancée. Cette procédure est ensuite répétée jusqu'à ce qu'un seuil de convergence sur le champ dans le domaine FDTD soit atteint.

Une hybridation de la FIT<sup>42</sup> [89] dans le domaine temporel avec l'UTD a également été réalisée à travers le couplage de deux codes électromagnétiques commerciaux (CST et NEC-BSC) [90]. La méthode proposée vise à fournir un outil relativement simple de conception d'antennes installées sur des plates-formes complexes et de grandes dimensions. L'apport des auteurs concerne ici la création d'une interface permettant de décomposer le problème, d'affecter le code approprié à chaque sous-domaine et enfin de gérer la communication entre les deux codes.

Dans ce cas, la simulation de l'antenne sur le porteur consiste d'abord en une simulation FIT de l'antenne isolée. Seuls les éléments complexes situés à proximité immédiate de l'antenne peuvent y être intégrés. Au cours de cette simulation une surface équivalente englobant l'antenne est définie. Ensuite, lors de la simulation UTD de la plate-forme, l'antenne est remplacée par les courants induits sur la surface équivalente. Enfin, cette méthode présente l'avantage de ne nécessiter qu'une seule simulation rigoureuse pour caractériser l'élément rayonnant sur l'ensemble de la bande de fréquence à analyser. Cette méthode a été exploitée pour calculer le diagramme de rayonnement d'antennes monopôle et d'antennes réseau à fentes positionnées sur le toit d'un modèle simplifié de véhicule.

### 1.5.3.2 Conclusion

Comparée à une formulation temporelle complète, la formulation mixte (temporelle-fréquentielle) permet d'alléger l'usage en œuvre des méthodes hybrides proposées. Aussi, il est envisageable de traiter par ce type de méthode des antennes positionnées sur des plates-formes de très grandes dimensions (de l'ordre de la centaine de longueurs d'onde). De plus, l'approche temporelle utilisée pour la simulation rigoureuse de l'élément rayonnant intro-

---

42. Finite Integration Technique

duit une propriété large-bande dans ces schémas hybrides mixtes. Toutefois, le couplage avec une méthode asymptotique fréquentielle a deux inconvénients majeurs du point de vue de l'analyse large-bande. Tout d'abord, le changement de domaine d'étude nécessite une étape supplémentaire (transformée de Fourier). D'autre part, pour chaque point de fréquence à calculer une nouvelle simulation asymptotique est nécessaire.

Notons que ce type de méthode ne prend généralement pas en compte le couplage retour entre l'environnement et l'antenne. Ceci peut être à l'origine d'erreurs importantes lors de la modélisation. L'approche présentée dans [88] apporte une réponse à ce problème. Cependant, celle-ci se fait au prix d'une augmentation importante des ressources nécessaires au calcul, rendant la méthode difficilement applicable à un scénario de grandes dimensions.

#### 1.5.4 Conclusion générale sur l'hybridation

L'hybridation de méthodes rigoureuses et asymptotiques offre un bon compromis entre précision du calcul et ressources nécessaires au calcul lors de la modélisation d'antennes sur plate-forme. Cette performance tire son origine de la décomposition du problème initial en sous-problèmes (deux généralement) et de la résolution de chacun d'entre eux par une méthode adaptée.

Parmi les quatre contraintes définies au début de ce chapitre, deux entrent typiquement dans le domaine d'application de ces méthodes hybrides. En effet, celles-ci permettent d'une part de simuler précisément l'élément rayonnant en choisissant les méthodes rigoureuses adéquates pour le modéliser. D'autre part, le couplage avec une méthode asymptotique garantit une simulation très efficace et somme toute relativement précise de la plate-forme accueillant l'antenne. Quant à la modélisation des autres éléments complexes de la plate-forme (contrainte 2), elle n'est traitée que partiellement par ce type de méthode. De plus, l'intégration d'éléments complexes se faisant nécessairement au détriment des ressources informatiques, ces méthodes privilégient la modélisation des éléments complexes pouvant apporter le plus de perturbations, à savoir ceux situés à proximité de la source rayonnante. Enfin, le traitement efficace du caractère large bande du problème (contrainte 4) est fonction du type de formulation choisie (fréquentielle, temporelle ou mixte).

Le schéma de la Figure 1.7 illustre cette discussion sur le domaine d'application des méthodes hybrides.

### 1.6 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a dans un premier temps permis de lister les différentes contraintes pouvant intervenir lors de la simulation d'antennes sur porteur. Un tour d'horizon des méthodes employées dans la simulation de ce type de problème électromagnétique a ensuite été proposé. Leur positionnement respectif par rapport aux contraintes définies en introduction de ce chapitre a été identifié.

La Figure 1.8 fait la synthèse de ce tour d'horizon en replaçant les différentes familles rencontrées en fonction des dimensions ainsi que de la complexité des structures qu'elles permettent d'analyser.

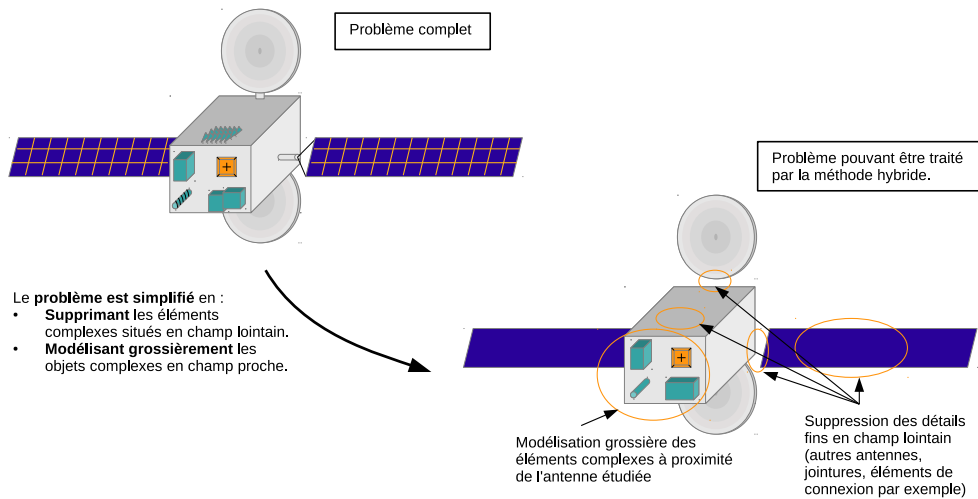


FIGURE 1.7 – Illustration du domaine d'application des méthodes hybrides.

Lors de ce tour d'horizon, les méthodes de décomposition de domaines basées sur des méthodes rigoureuses, qu'elles soient utilisées seules ou dans un schéma hybride, ont montré de très bonnes aptitudes pour la simulation d'antennes sur porteur. Parmi celles-ci figure la DG-FDTD. Si l'existence au laboratoire d'un code source DG-FDTD a naturellement orienté notre choix vers cette méthode, ses caractéristiques n'ont fait que renforcer ce choix. En effet, les travaux rapportés sur cette méthode, et mentionnés au paragraphe 1.3.2.1, démontrent sa capacité à réaliser des analyses large bande rapides et précises d'antennes avec un environnement proche complexe. Cette méthode répond ainsi parfaitement aux contraintes 1 et 4 tout en offrant une réponse partielle aux deux autres (contraintes 2 et 3).

Après avoir présenté plus en détail le principe de la méthode DG-FDTD, la suite de ce mémoire sera consacrée à la définition des limites précises de son domaine d'application. Il s'agira alors de déterminer dans quelle mesure la DG-FDTD peut permettre de répondre aux défis posés par les dimensions de la plate-forme (contrainte 3). Nous montrerons alors la nécessité de faire évoluer la DG-FDTD pour envisager la simulation d'antennes sur des plates-formes de grandes dimensions. Enfin, la DG-FDTD sera utilisée sur un scénario concret d'antenne environnée, inspiré du contexte spatial, rentrant dans son domaine d'application.



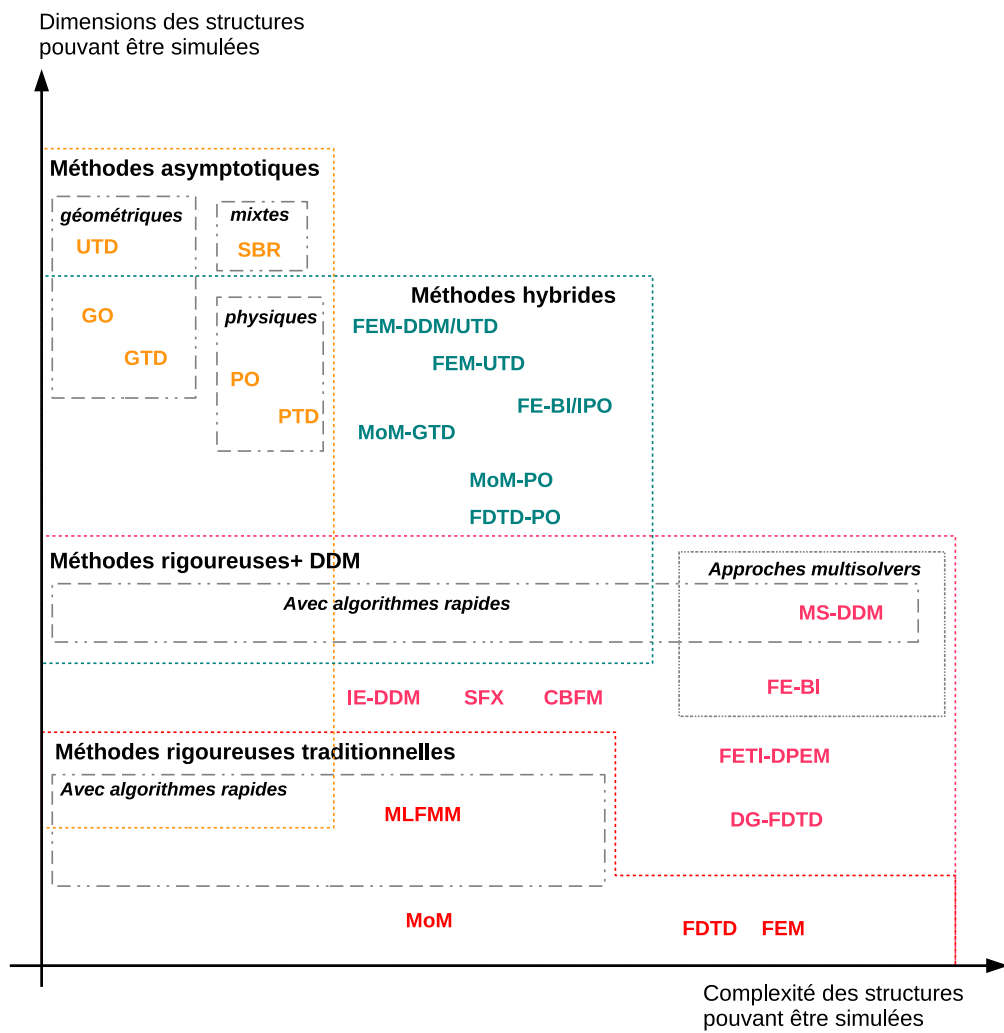


FIGURE 1.8 – Graphique de synthèse des méthodes exposées lors du tour d'horizon.

## Chapitre 2

# La Dual-Grid FDTD (DG-FDTD) et ses limites

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>34</b>
<b>2.2</b>	<b>Principe de la DG-FDTD . . . . .</b>	<b>34</b>
2.2.1	Première étape . . . . .	34
2.2.2	Deuxième étape . . . . .	36
2.2.3	Conclusion . . . . .	37
<b>2.3</b>	<b>Domaine d'utilisation de l'approche DG-FDTD . . . . .</b>	<b>37</b>
2.3.1	Étude théorique du "plus grand volume simulable" . . . . .	38
2.3.2	Exemples de plus grands domaines simulables . . . . .	40
2.3.3	Bilan de l'étude sur le "plus grand volume simulable" . . . . .	42
<b>2.4</b>	<b>Application de la DG-FDTD à l'analyse d'un scénario d'antenne spatiale environnée. . . . .</b>	<b>42</b>
2.4.1	Introduction . . . . .	42
2.4.2	Modélisation de l'antenne TMI seule . . . . .	45
2.4.3	Modélisation de l'antenne TMI environnée . . . . .	47
2.4.4	Problèmes liés à la modélisation FDTD dans de très grands volumes . . . . .	54
2.4.5	Conclusion . . . . .	57
<b>2.5</b>	<b>Conclusion du chapitre . . . . .</b>	<b>59</b>
2.5.1	La DG-FDTD, une bonne candidate pour résoudre des problèmes d'an- tennes environnées de quelques dizaines de longueurs d'onde . . . . .	59
2.5.2	L'hybridation avec l'IPO pour étendre le domaine d'application de la DG-FDTD . . . . .	59
2.5.3	Recentrage de la problématique d'antennes sur porteur . . . . .	60

---

## 2.1 Introduction

Le chapitre précédent s'est achevé par la sélection d'une méthode de décomposition de domaine, la DG-FDTD, en vue de modéliser des scénarios d'antennes sur plate-forme. Très efficace pour la simulation large bande d'antennes environnées dans des environnements de tailles modérées ( $< 10\lambda$ ) [91–93], cette méthode n'a pour le moment jamais été appliquée à la résolution de problèmes électromagnétiques de dimensions plus importantes. Or, la modélisation d'antennes sur porteur nécessite l'analyse de volumes de grandes voire très grandes dimensions électriques (de quelques dizaines à quelques centaines de longueurs d'onde). Ce chapitre vise donc principalement à définir les frontières du domaine d'application de la DG-FDTD, d'un point de vue dimension de structure simulable, dans le cadre de la modélisation d'antennes sur porteur.

Dans cette optique, ce chapitre débute par la présentation du principe de la méthode DG-FDTD et de son extension multiniveau. Une étude menant à la définition des frontières du domaine d'application de la méthode sur une machine standard est ensuite proposée. La dernière partie est consacrée à l'étude d'un problème d'antenne environnée d'inspiration spatiale offrant de multiples difficultés en matière de modélisation (dimensions, largeur de bande d'analyse, etc.).

## 2.2 Principe de la DG-FDTD

Tous les phénomènes électromagnétiques intervenant dans un problème d'antenne environnée n'ont pas la même importance. Il peuvent donc être analysés avec des résolutions différentes.

Sur la base de ce constat, et en vue de surmonter les difficultés rencontrées par l'approche MR-FDTD [94], R. Pascaud a proposé dans sa thèse [8] une nouvelle méthode : la DG-FDTD. Afin d'illustrer le principe de la DG-FDTD, nous considérons le problème de la Figure 2.1. Celui-ci comprend une antenne opérant en présence de deux éléments diffractants.

Le principe de la DG-FDTD revient à diviser la simulation du problème global en deux étapes successives : une première simulation FDTD fine de l'antenne suivie d'une seconde simulation FDTD relâchée de l'antenne dans son environnement d'intégration. La Figure 2.2 illustre ces deux étapes.

### 2.2.1 Première étape

L'objectif de cette première étape est de caractériser précisément l'antenne émettrice. Pour ce faire, celle-ci est décrite dans un volume FDTD maillé finement. Le voisinage immédiat de l'environnement d'implantation de l'antenne y est également représenté. Ce volume est terminé par des couches absorbantes de type PML<sup>1</sup> [95] dans le but de simuler un milieu infini. La partie de l'environnement considérée est ainsi prolongée dans les PMLs.

---

1. Perfectly Matched Layer

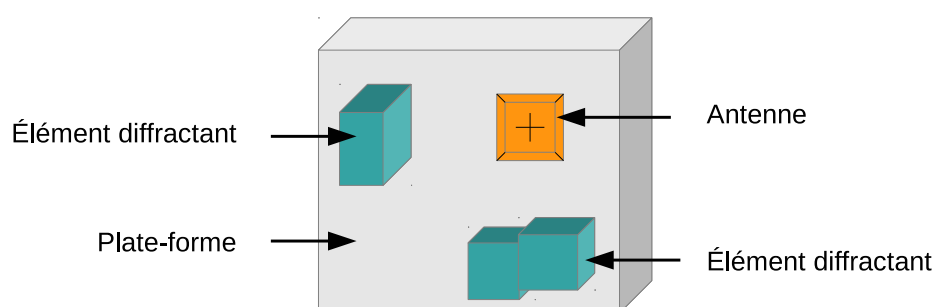


FIGURE 2.1 – Problème électromagnétique : antenne environnée.

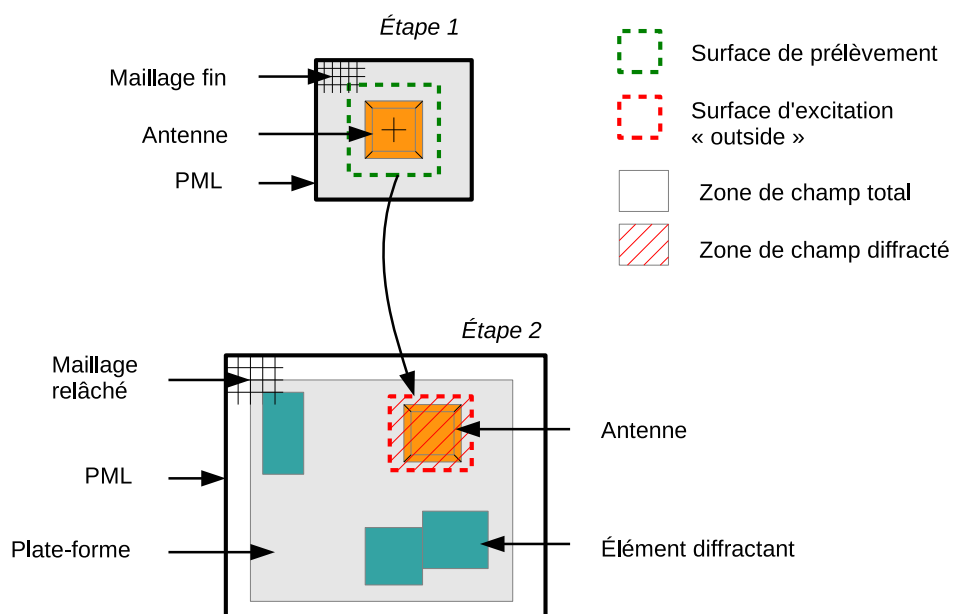


FIGURE 2.2 – Principe de la DG-FDTD.

Le niveau de résolution spatiale est choisi de façon à modéliser le plus fidèlement possible la géométrie de l'antenne. Le pas d'échantillonnage temporel est ensuite déterminé de manière à respecter le critère de stabilité<sup>2</sup>. Enfin, le temps d'observation est choisi de façon à ce que toute l'énergie électromagnétique soit évacuée de ce premier volume FDTD à la fin de la simulation.

L'antenne est alimentée par un générateur de tension qui produit une excitation gaussienne (temporelle) permettant la simulation de la structure sur la bande de fréquence souhaitée. La première étape de la DG-FDTD ne se distingue finalement d'une simulation FDTD classique que par la présence d'une surface de prélèvement qui englobe totalement l'élément rayonnant. Cette surface de prélèvement permet le stockage du champ proche rayonné par l'antenne sans son environnement, appelé aussi rayonnement primaire.

### 2.2.2 Deuxième étape

La seconde étape DG-FDTD permet de prendre en compte les couplages intervenant entre l'antenne et son environnement d'implantation (cette fois, les éléments diffractants, qui n'étaient pas représentés dans la première étape, sont considérés). Cette seconde étape, apportant une information complémentaire, intervient une fois la première étape terminée.

L'excitation du volume FDTD associé à cette seconde étape, est réalisée par l'intermédiaire d'une surface d'excitation de type "Outside" basée sur le principe de décomposition champ total / champ diffracté [10]. Ainsi, le champ incident prélevé lors de la première étape éclaire l'environnement d'implantation de l'antenne. Le champ diffracté résultant des interactions du champ incident avec l'environnement se propage dans tout le volume, y compris à l'intérieur de la surface d'excitation. Le générateur de l'antenne est donc remplacé par une charge adaptée. Il est important de noter que les surfaces de prélèvement et d'excitation, ont la même taille et sont placées de la même manière vis-à-vis de l'antenne.

La résolution spatiale adoptée lors de la seconde étape est liée à la représentation de l'environnement électromagnétique de l'antenne. Elle doit malgré tout permettre une description approchée de l'antenne d'émission afin que les principales interactions entre l'antenne et son environnement soient modélisées correctement. Cela permet en particulier de prendre en compte l'effet du champ diffracté sur l'impédance d'entrée de l'antenne. De plus, afin de limiter la dispersion numérique<sup>3</sup>, la résolution ne doit pas être inférieure à  $\frac{\lambda_{min}}{10}$ . Ce point particulier sera abordé à la fin de ce chapitre.

De même que pour la première étape, le pas d'échantillonnage temporel utilisé ici dépend de la résolution spatiale et doit satisfaire le critère de stabilité. De plus, la durée d'ob-

2. Le pas d'échantillonnage temporel  $dt$  doit garantir la stabilité de l'algorithme FDTD. La garantie de cette stabilité dépend directement des paramètres d'échantillonnage spatial  $(dx, dy, dz)$ . Elle est rendue possible en respectant la condition définie par [96] :  $dt \leq \frac{1}{v \sqrt{(\frac{1}{dx})^2 + (\frac{1}{dy})^2 + (\frac{1}{dz})^2}} = dt_{max}$  où  $v$  représente la vitesse maximale de propagation de l'onde dans le volume de calcul.

3. Le phénomène de dispersion numérique, consécutif à la discrétisation spatiale et aux approximations par différences finies, se traduit généralement par une distorsion du signal et une atténuation de l'onde qui se propage [10].

servation est choisie de manière à ce que toute l'énergie électromagnétique soit évacuée à la fin de la simulation. On remarque que généralement la durée d'observation de la seconde étape est supérieure à la première.

### 2.2.3 Conclusion

La FDTD à double grille permet d'évaluer les performances d'une antenne en présence de son environnement en calculant de manière précise le rayonnement primaire de l'antenne et en prenant en compte grossièrement les couplages entre les différents éléments du volume de simulation. De plus, la méthode reste stable puisque le pas temporel de chaque simulation est choisi de manière à respecter le critère de stabilité. Un intérêt majeur de l'approche DG-FDTD réside dans la possibilité de réutiliser l'information électromagnétique stockée lors de la première étape dans de nouvelles configurations d'environnement (variation de la position d'une antenne sur une plate-forme, changement de plate-forme).

Cependant, la méthode DG-FDTD telle que présentée plus haut n'est pas adaptée à la simulation de structures présentant un rapport d'échelle très important entre l'élément rayonnant et son environnement d'intégration. Pour résoudre ce problème, C. Miry a proposé dans sa thèse [9] une extension de la DG-FDTD à plus de deux niveaux de résolution.

La DG-FDTD multiniveau reprend le principe de la DG-FDTD venant d'être présentée. Ces deux méthodes ne diffèrent finalement que par la possibilité d'utiliser une surface de prélèvement DG-FDTD ainsi qu'une surface d'excitation au sein du même volume de simulation. Le scénario global peut ainsi être décomposé en autant d'étapes que nécessaire. Il suffit alors d'agrandir à chaque étape le volume à simuler tout en relâchant progressivement le maillage.

La DG-FDTD et son extension la DG-FDTD multiniveau permettent d'étendre le volume simulable de manière rigoureuse par la méthode FDTD en adaptant le maillage aux phénomènes électromagnétiques à modéliser. Malgré tout, lors de la dernière étape, ces approches restent soumises aux contraintes énoncées plus haut (dispersion et description des éléments du volume entre autres). Le maillage ne peut donc pas être relâché indéfiniment. Il existe donc un volume maximal, dépendant des ressources informatiques disponibles, au-delà duquel il n'est plus possible d'utiliser l'approche DG-FDTD. Le paragraphe suivant se concentre sur cet aspect.

## 2.3 Domaine d'utilisation de l'approche DG-FDTD

Le caractère multi-échelle de l'approche DG-FDTD permet d'étendre le champ des structures simulables avec la méthode FDTD. Cependant, les dimensions électriques du plus grand volume pouvant être simulé par la DG-FDTD restent essentiellement fixées par des contraintes liées à la FDTD classique. Ce paragraphe vise à estimer le "plus grand volume simulable" afin de définir les frontières du domaine d'application de la méthode. Cette estimation étant intimement liée aux ressources informatiques disponibles, on précise que l'étude présentée ici prend comme hypothèse l'utilisation d'une station de calcul standard (*utilisation d'un seul cœur sur un processeur six cœurs cadencé à 2.4 GHz avec 48 Go de RAM disponibles*).

### 2.3.1 Étude théorique du “plus grand volume simulable”

#### 2.3.1.1 Cadre de l’étude

La détermination d’un “plus grand volume simulable” passe par le calcul du nombre maximal de cellules pouvant être considéré dans un seul volume FDTD. La définition de plusieurs hypothèses de travail, constituant le cadre de l’étude, est alors nécessaire pour mener le calcul.

Tout d’abord, afin de déterminer la borne supérieure du “plus grand volume de simulation”, on s’appuie sur un volume FDTD le plus simple possible, c’est-à-dire un volume n’impliquant aucun traitement spécifique pouvant ralentir alourdir les besoins en ressources informatiques (condition PEC<sup>4</sup>, surfaces liées à la DG-FDTD, surface de Huygens pour le calcul du champ lointain par exemple). On choisit ainsi de travailler à partir d’un volume FDTD canonique (Figure 2.3) constitué d’un cube d’air contenant  $N \times N \times N = N^3$  cellules utiles entouré d’une couche de cellules absorbantes (PML) sur une épaisseur de dix cellules.

D’autre part, pour déterminer le nombre maximal de cellules simulables, nous devons au préalable fixer un facteur limitant pour la simulation. Du point de vue des ressources informatiques, deux aspects peuvent être pris en compte : l’espace mémoire et le temps de simulation. Nous choisissons ici de considérer le temps de simulation comme facteur limitant de notre étude. Aussi, nous fixons arbitrairement la durée maximale d’une simulation à 5 jours. On vérifiera *a posteriori* que la contrainte en matière de mémoire RAM est respectée.

#### 2.3.1.2 Nombre maximal de cellules utiles

Afin de déterminer le nombre maximal de cellules simulables, il est nécessaire de relier le temps de simulation au nombre de cellules dans le volume utile. On suppose alors que la durée d’observation de la simulation FDTD correspond à dix fois la durée nécessaire à l’onde pour parcourir la plus grande dimension du volume. Sauf cas de résonance particulier, cette hypothèse assure que la durée d’observation est suffisamment longue pour modéliser les différents phénomènes électromagnétiques mis en jeu. Le temps de simulation s’exprime donc de la manière suivante :

$$T_{obs} = \frac{10\sqrt{3}N \times d_n}{c} \quad (2.1)$$

avec  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide,  $N$  le nombre de cellules sur une arête du volume utile et  $d_n$  la dimension d’une cellule FDTD élémentaire (supposée cubique). On exprime maintenant le nombre d’itérations temporelles  $Nb_{iter}$  de la simulation FDTD :

$$Nb_{iter} = \frac{T_{obs}}{dt} \quad (2.2)$$

où  $dt$  est le pas de discrétisation temporel fixé par le critère de stabilité évoqué plus haut.  $dt$  est alors donné par la formule suivante :

---

4. Perfect Electric Conductor

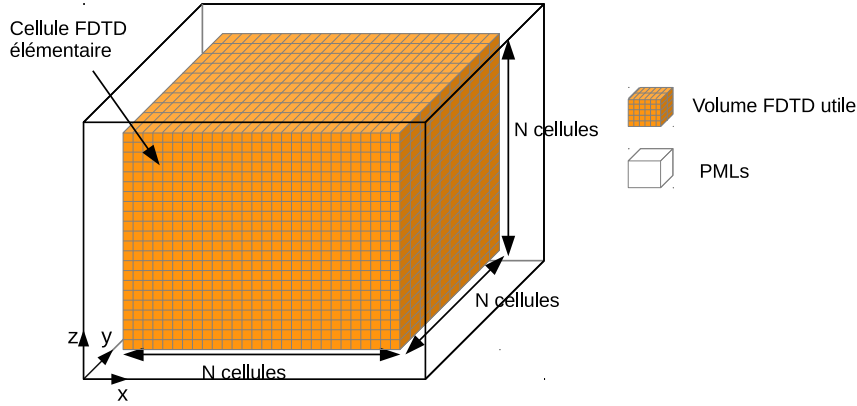


FIGURE 2.3 – Volume FDTD canonique utilisé pour les calculs.

$$dt = 0,95 \frac{d_n}{c\sqrt{3}} \quad (2.3)$$

On peut donc exprimer  $Nb_{iter}$  :

$$Nb_{iter} = \frac{30N}{0,95} \quad (2.4)$$

Le temps de simulation d'une cellule dans les PMLs étant différent de celui correspondant à une cellule dans le volume utile nous devons calculer le nombre de cellules dans les PMLs ( $Nb_{cellules_{PML}}$ ) avant d'exprimer la durée totale d'une simulation. Le nombre de cellules contenues dans les PMLs, couche d'une épaisseur de 10 cellules, pour un volume utile cubique mesurant  $N$  cellules élémentaires cubiques de côté, s'exprime par :

$$Nb_{cellules_{PML}} = 20 \times [N^2 + N(N + 20) + (N + 20)^2] \quad (2.5)$$

Enfin, le temps total de simulation du volume FDTD canonique est donné par la relation suivante :

$$T_{simu} = Nb_{iter} [Nb_{cellules_{utile}} \times T_{cellule_{utile}} + Nb_{cellules_{PML}} \times T_{cellule_{PML}}] \quad (2.6)$$

où  $Nb_{cellules_{utile}}$  est le nombre de cellules utiles dans le volume FDTD,  $T_{cellules_{utile}}$  le temps de calcul par itération pour une cellule du volume utile et  $T_{cellules_{PML}}$  le temps de calcul par itération pour une cellule des PMLs. Les temps de simulation élémentaires sont déterminés préalablement sur des volumes FDTD spécifiques.

$$T_{cellule_{utile}} = 6,85 \cdot 10^{-8} \text{ secondes et } T_{cellule_{PML}} = 1,28 \cdot 10^{-7} \text{ secondes} \quad (2.7)$$

Les temps de simulation par cellule donnés ici correspondent au temps de simulation minimaux. Ceci sous entend qu'aucun traitement spécifique n'est appliqué aux cellules FDTD en question. Cela signifie par exemple que les cellules ne présentent pas de caractéristiques



diélectrique ou métallique et qu'elles n'appartiennent pas à une surface virtuelle (surface d'excitation/prélèvement DG-FDTD, surface de Huygens).

En introduisant les relations 2.4, 2.5 et 2.7 dans 2.6 on aboutit à la relation suivante reliant le temps total de simulation, en secondes, au nombre de cellules utiles sur l'arête du volume FDTD canonique :

$$T_{simu} = \frac{30N}{0,95} [N^3 \times 6,85 \cdot 10^{-8} + 20 \times [N^2 + N(N+20) + (N+20)^2] \times 1,28 \cdot 10^{-7}] \quad (2.8)$$

En résolvant l'équation 2.8 avec  $T_{simu} = 4,32 \times 10^5 s$  (5 jours), on obtient le nombre maximal de cellules utiles sur une arête ( $N_{max} = 640$ ).

Par conséquent, on est en mesure de simuler au maximum  $640^3 = 262$  millions de cellules dans un seul volume FDTD. En adoptant le maillage le plus grossier possible au regard du critère de dispersion numérique, soit  $d_n = \frac{\lambda_{min}}{10}$ , ce résultat conduit à un cube de  $64 \lambda_{min}$  de côté.

Enfin, on vérifie qu'avec 27,735 Go de RAM utilisé sur les 48 Go disponibles, la simulation du scénario canonique considéré à la Figure 2.3 avec  $N = 640$ , rentre dans les spécifications données en matière de ressources mémoire.

### 2.3.2 Exemples de plus grands domaines simulables

Afin d'illustrer ce résultat, on présente dans la suite de ce manuscrit trois exemples de plus grands domaines simulables en bande S, X et Ka dans un contexte spatial. On s'appuie pour cela sur la structure décrite Figure 2.4 et mettant en scène un satellite. Celui-ci comprend un bus ( $1,75 m \times 1,7 m \times 1,85 m$ ) sur lequel on considère trois types d'antennes couramment utilisées : une antenne de télémétrie fonctionnant en bande S, une antenne fonctionnant en bande X et enfin deux antennes multifaisceaux à réflecteur évoluant dans la bande Ka. Deux panneaux solaires de  $4,5 m$  de long sont également fixés au bus pour fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement du satellite. Finalement, le satellite pris dans sa globalité correspond à une structure de  $11,5 m \times 2,5 m \times 4,5 m$ .

#### 2.3.2.1 Bande S

On s'intéresse tout d'abord à la modélisation du scénario en bande S en considérant une fréquence d'étude de 2,5 GHz. A cette fréquence, la longueur d'onde dans le vide  $\lambda_{2,5GHz}$  représente 12 cm :

$$\lambda_{2,5GHz} = \frac{3 \times 10^8}{2,5 \times 10^9} = 12 \text{ cm} \quad (2.9)$$

En considérant une résolution grossière pour le maillage FDTD, ceci correspond à des cellules élémentaires de dimension  $d_n = \frac{\lambda_{min}}{10} = 1,2 \text{ cm}$ .

La modélisation du satellite complet passe par l'analyse d'un volume parallélépipédique de  $11,5 m \times 2,5 m \times 4,5 m$ . En adoptant la résolution grossière mentionnée plus haut, cela conduit à analyser un volume d'environ 104 millions de cellules élémentaires ( $1000 \times 250 \times$

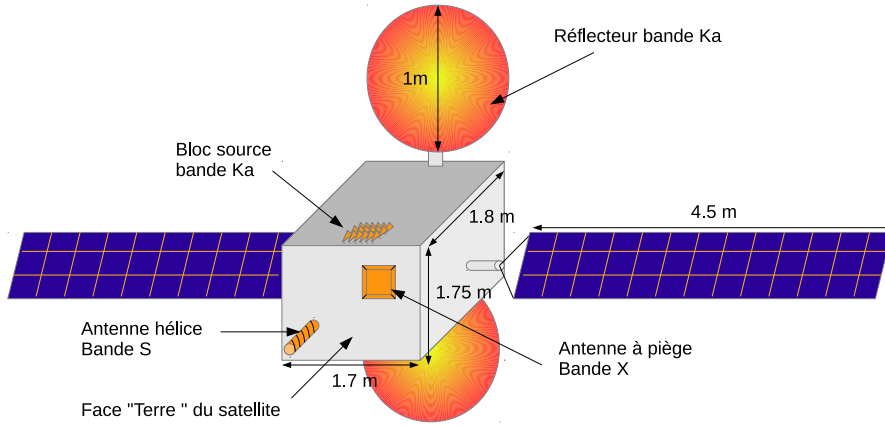


FIGURE 2.4 – Structure canonique utilisée pour les évaluations de tailles maximales simulables

$27 = 1,04525 \times 10^8$ ). Or, d'après les résultats du paragraphe 2.3.1.2, il est possible de simuler jusqu'à 262 millions de cellules FDTD.

On peut donc envisager d'analyser rigoureusement, grâce à la DG-FDTD, une antenne hélice de télémétrie positionnée sur la face Terre du satellite en prenant en compte l'ensemble de son environnement d'intégration (Figure 2.5). Le scénario de simulation DG-FDTD pourrait se décomposer de la manière suivante :

- Une première simulation avec un maillage fin ( $\frac{\lambda}{100}$  voire plus fin) de l'antenne hélice seule dans un volume FDTD de  $12\text{ cm} \times 12\text{ cm} \times 60\text{ cm}$  soit en longueur d'onde  $\lambda_0 \times \lambda_0 \times 6\lambda_0$  à  $f_0 = 2,5\text{GHz}$ .
- Une seconde simulation de l'antenne sur le satellite complet.

### 2.3.2.2 Bande X

On change maintenant de bande de fréquence pour se placer en bande X. La longueur d'onde associée à la fréquence maximale de 12 GHz utilisée par cette gamme de fréquence est de 2,5 cm.

$$\lambda_{12\text{GHz}} = \frac{3 \times 10^8}{12 \times 10^9} = 2,5\text{ cm} \quad (2.10)$$

Si l'on garde l'hypothèse d'un maillage en  $\frac{\lambda}{10}$  cela signifie que l'on discrétise l'espace avec des cellules de 2,5 mm de côté. Le nombre maximal de cellules calculé plus haut permet alors de modéliser un volume mesurant  $1,8\text{ m} \times 1,8\text{ m} \times 1\text{ m}$ . Imaginons que l'on souhaite étudier le rayonnement *in situ* de l'antenne cornet à piège servant à la transmission de données, le volume maximal permet dans ce cas la modélisation de l'antenne avec l'ensemble de la face terre du satellite, en incluant les arêtes du bus (Figure 2.5).

Le schéma de décomposition de la simulation DG-FDTD pourrait être le suivant : une

simulation fine maillée en  $\frac{\lambda}{50}$  de l'antenne cornet isolée puis une seconde simulation relâchée de la face terre du satellite.

### 2.3.2.3 Bande Ka

On s'intéresse maintenant au "plus grand domaine simulable" avec la DG-FDTD en bande Ka. La fréquence maximale à considérer pour cette bande de fréquence est  $f_{max} = 31$  GHz. La longueur d'onde dans le vide correspondant à cette fréquence vaut environ 9,68 mm ce qui implique une résolution d'au minimum 0,968 mm avec le maillage le plus grossier. Le nombre maximal de cellule déterminé précédemment nous permet de simuler avec ce maillage un volume de  $75\text{ cm} \times 75\text{ cm} \times 40\text{ cm}$ . Ce volume peut permettre de modéliser un bloc source, i.e. un ensemble de sources primaires, pour une antenne multi-faisceaux (Figure 2.5).

### 2.3.3 Bilan de l'étude sur le "plus grand volume simulable"

Dans ce paragraphe, nous avons mené une étude afin de déterminer les limites d'application de la DG-FDTD en matière de dimensions de structure simulable. Cette étude a montré, qu'avec les ressources informatiques disponibles, il est possible de simuler un volume de 262 millions de cellules FDTD élémentaires. D'un point de vue dimensions électriques, ceci correspond à un cube de  $62\lambda$  de côté lorsqu'un maillage grossier ( $\frac{\lambda}{10}$ ) est utilisé.

Ce résultat a ensuite été illustré dans un contexte spatial au travers de trois exemples. Nous avons ainsi montré, en fonction de la fréquence considérée, les éléments qu'il est envisageable de modéliser avec la DG-FDTD. Il ressort notamment de cette étude que la DG-FDTD permet la simulation d'un problème complet d'antenne sur plate-forme satellite jusqu'en bande S (2 GHz). Au-delà, les ressources informatiques disponibles ne permettent de simuler qu'une partie de l'environnement d'implantation.

La suite de ce chapitre présente l'analyse, avec la DG-FDTD, d'un scénario concret d'antenne spatiale environnée.

## 2.4 Application de la DG-FDTD à l'analyse d'un scénario d'antenne spatiale environnée.

### 2.4.1 Introduction

On propose dans ce paragraphe d'appliquer la DG-FDTD à la modélisation d'un cas concret d'antenne spatiale environnée. Ce scénario, proposé par le CNES<sup>5</sup>, est décrit sur la Figure 2.6. Il consiste en une antenne TMI<sup>6</sup> installée sur un plan de masse infini et positionnée à proximité d'un grand objet métallique en rotation.

L'objectif de l'étude menée dans ce paragraphe est double. Il s'agit tout d'abord d'évaluer la capacité de la DG-FDTD à analyser un scénario concret d'antenne environnée dont les

5. Centre National d'Etudes Spatiales, l'agence française de l'espace

6. Télé-Mesure Image

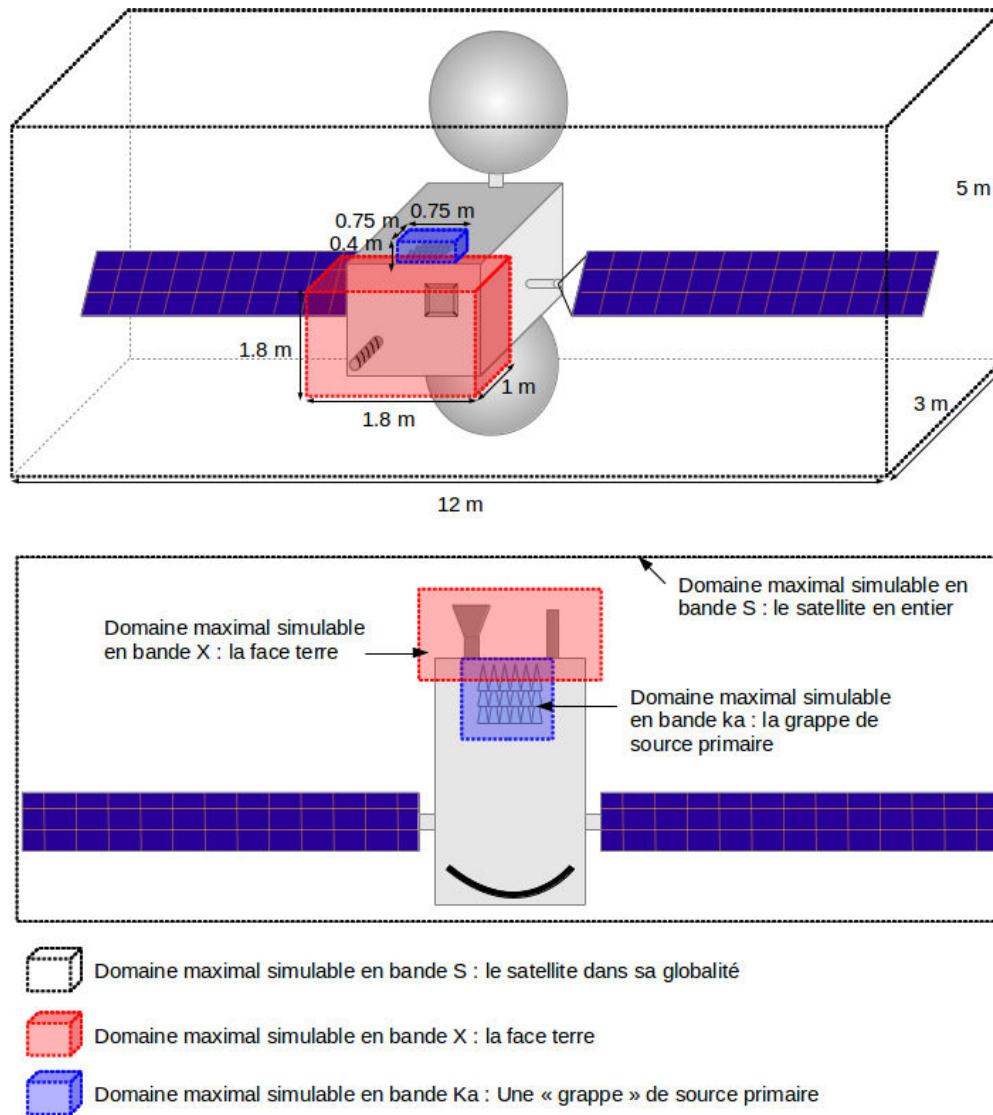


FIGURE 2.5 – Plus grands domaines d'utilisation de la DG-FDTD pour les trois cas étudiés en bande S, X et Ka

dimensions dépassent significativement celles rencontrées dans les travaux cités précédemment (scénario de dimension supérieure à  $10\lambda_{min}$ ). On entend également utiliser cette étude, sur un cas concret, pour valider les calculs effectués dans la partie théorique précédente. Ces deux objectifs sont présentés plus en détail ci-dessous.

#### 2.4.1.1 Premier objectif : Test des capacités de la DG-FDTD

Le premier objectif de cette étude est donc d'évaluer la capacité de la DG-FDTD à analyser un scénario d'antenne environnée concret et de grandes dimensions. L'évaluation des capacités de la méthode est réalisée à travers le calcul du rayonnement de l'antenne TMI environnée sur la bande de fréquence [7 ;12] GHz (bande X). La résolution de ce problème électromagnétique présente ainsi plusieurs contraintes intéressantes pour tester les performances de la méthode :

- un caractère fortement multi-échelle,
- un aspect large bande (bande passante relative = 60%),
- des dimensions électriques importantes ( $> 10\lambda_{min}$ ),
- un environnement proche complexe.

#### 2.4.1.2 Second objectif : validation des calculs de “plus grand domaine simulable”

Comme annoncé plus haut, le second objectif concerne la validation des calculs de la partie théorique précédente. Dans cette optique, on propose tout d'abord de positionner le scénario décrit sur la Figure 2.6 par rapport au volume maximal simulable par la DG-FDTD qui vient d'être calculé.

Tel qu'indiqué sur la Figure 2.6, l'antenne avec l'élément diffractant s'intègre globalement dans un volume de  $1,5\text{ m} \times 1,5\text{ m} \times 0,4\text{ m}$ . A la fréquence maximale d'étude, ici 12 GHz, celui-ci mesure  $60\lambda_{min} \times 60\lambda_{min} \times 14\lambda_{min}$ . En se basant sur la discrétisation de ce volume par un maillage grossier en  $\frac{\lambda}{10}$ , on aboutit à un volume FDTD d'environ 57,6 millions de cellules utiles. Notons que cette valeur est inférieure à la limite théorique de 262 millions de cellules calculée dans le paragraphe précédent. Ce scénario, bien que de dimensions relativement importantes, est donc *a priori* simulable dans la limite des ressources informatiques que nous nous sommes fixés dans ce chapitre (à savoir un maximum de 5 jours de simulation et 48 Go de RAM).

On peut ensuite estimer un minorant du temps de simulation nécessaire pour analyser ce volume FDTD. Ce temps estimé pourra être ensuite comparé au temps de simulation effectif de la dernière étape DG-FDTD afin de valider les calculs effectués dans la partie théorique précédente (paragraphe 2.3.1).

Pour ce faire, on repart de la formule 2.8 donnée au paragraphe précédent. Il est alors nécessaire de calculer au préalable le nombre  $N$  de cellules sur un côté du volume canonique cubique conduisant à un volume d'environ 57,6 millions de cellules utiles. Ce nombre  $N$  est donné par :

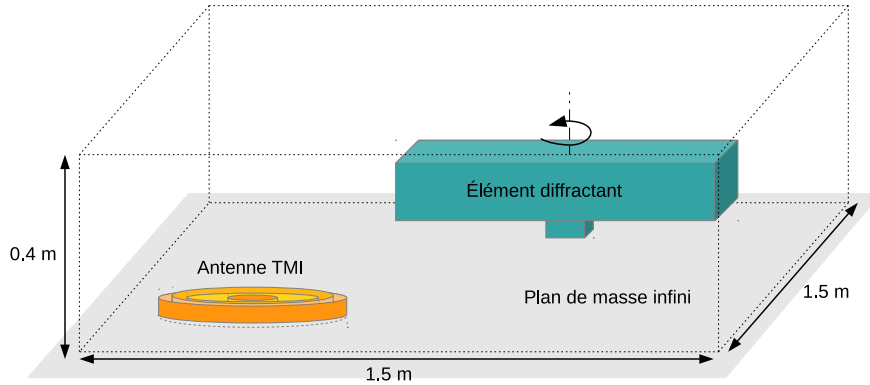


FIGURE 2.6 – Description du cas d'étude.

$$N = \lfloor \sqrt[3]{57,6 \times 10^7} \rfloor = 386 \quad (2.11)$$

L'application de la formule 2.8 avec  $N = 386$  donne un temps de calcul d'environ 17 heures et 25 minutes.

Après avoir détaillé les objectifs de cette étude, la suite de ce paragraphe présente l'analyse, avec la DG-FDTD, de l'antenne TMI dans son environnement d'intégration. Nous débutons cette analyse par la modélisation de l'antenne seule sur un plan de masse infini.

## 2.4.2 Modélisation de l'antenne TMI seule

L'antenne TMI, décrite Figure 2.7, a été conçue par le CNES afin d'obtenir un diagramme de rayonnement iso-flux et une polarisation circulaire. Elle est constituée d'un guide d'onde circulaire chargé par quatre anneaux concentriques. Les paramètres géométriques de l'antenne ont été optimisés à la fréquence de fonctionnement  $f_0 = 8,3$  GHz afin d'obtenir par exemple un taux d'ellipticité inférieur à 6 dB pour des angles  $\theta$  allant de  $-60^\circ$  à  $+60^\circ$ .

### 2.4.2.1 Mise en oeuvre de la simulation FDTD

La simulation FDTD mise en place pour analyser l'antenne TMI seule (Figure 2.8(a)) amène plusieurs remarques.

Tout d'abord, la représentation de ce type de structure à géométrie de révolution, à l'aide d'une grille cartésienne, implique une discrétisation fine "en marche d'escalier" pour traiter avec précision les surfaces courbes de l'antenne [97]. Une résolution fine est également nécessaire afin de respecter les paramètres géométriques de l'antenne (profondeurs et largeurs des anneaux par exemple). Ici, les tests effectués sur le niveau de résolution nous ont conduit à choisir un maillage en  $\frac{\lambda_0}{50}$  pour étudier cette antenne.

Précisons ensuite que la simulation se base sur une excitation en polarisation linéaire (et non circulaire) selon  $Ox$  (Figure 2.8(b)) car seul ce type d'excitation est représentable dans le

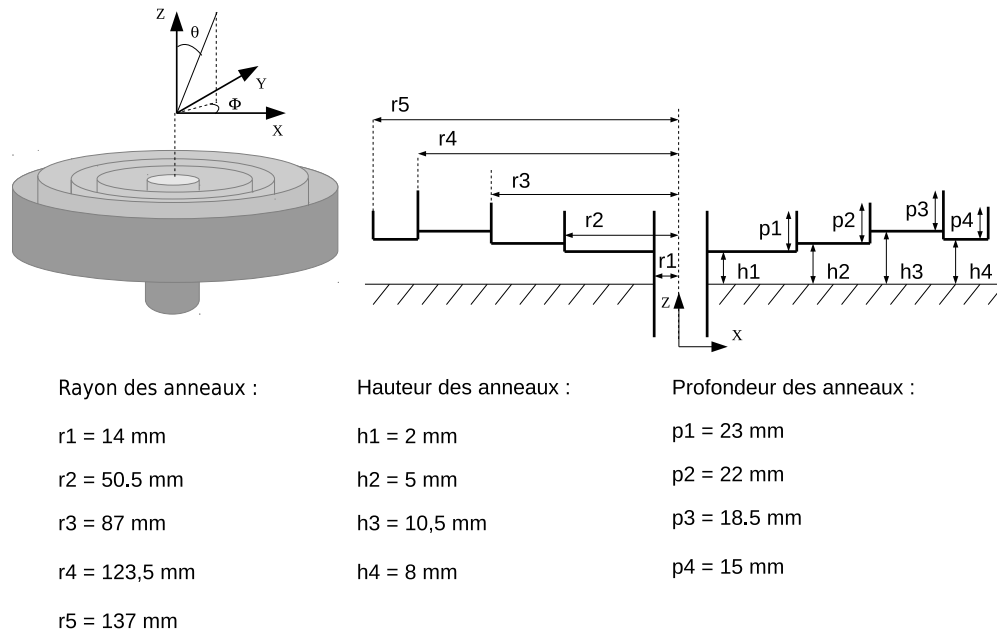


FIGURE 2.7 – Description de l'antenne Télémessure Image.

domaine temporel. Les paramètres en polarisation circulaire peuvent être obtenus par post-traitement, à une fréquence donnée, en reconstruisant la polarisation souhaitée à partir de deux polarisations linéaires en quadrature de phase.

D'autre part, la simulation considère l'antenne sur un plan de masse infini en prolongeant, dans les PMLs, le plan de masse situé au dessous des anneaux.

Ensuite, le guide d'onde alimentant l'antenne est choisi suffisamment long pour que, d'une part, le mode fondamental  $TE_{11}$ <sup>7</sup> s'établisse et que, d'autre part, les éventuels modes d'ordres supérieurs s'évanouissent. Notons également que ce guide d'onde se termine à son extrémité inférieure par un plan de masse et que la source d'excitation en polarisation linéaire est placée à distance  $\lambda_g/4$  de ce plan de masse, où  $\lambda_g$  désigne la longueur d'onde guidée à la fréquence  $f_0 = 8,3 \text{ GHz}$ .

Enfin, on peut remarquer que la modélisation du guide d'onde servant à alimenter l'antenne conduit à une zone de sur-échantillonnage entre les deux plans de masse. Il serait possible de s'affranchir de ce problème en excitant l'antenne, au niveau du plan de masse supérieur, par une surface d'excitation délivrant le mode fondamental  $TE_{11}$  du guide circulaire.

#### 2.4.2.2 Rayonnement de l'antenne TMI isolée

On s'intéresse ici au diagramme de rayonnement de l'antenne isolé ainsi qu'à son taux d'ellipticité sur la bande [7 ; 12] GHz (Figure 2.9).

7. Transverse Électrique

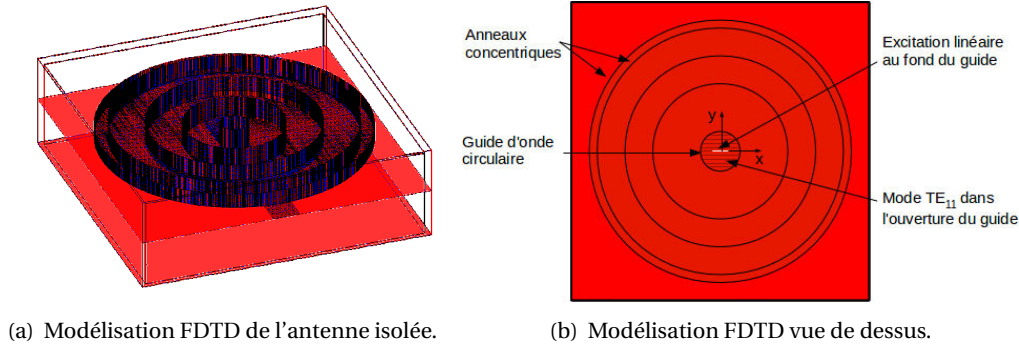


FIGURE 2.8 – Discretisation FDTD de l'antenne.

Notons que la représentation graphique adoptée pour les diagrammes de rayonnement présentés dans ce manuscrit est celle du module du champ total, ou des composantes de champ  $E_\theta$  et  $E_\phi$ , normalisée en directivité. Le détail de cette normalisation est présentée en annexe A. Dans ce paragraphe, les diagrammes de rayonnement présentés considèrent le module du champ total normalisé en directivité.

L'observation des diagrammes de rayonnement sur les Figures 2.9(a), 2.9(b) et 2.9(c) montre une évolution significative de la directivité sur la bande de fréquence considérée. Ceci est cohérent avec la variation des dimensions électriques de l'antenne avec la fréquence.

On considère à présent le taux d'ellipticité (Figure 2.9(d)). Les diagrammes présentés ici sont reconstruits par post-traitement à partir du fichier de champ lointain correspondant à l'excitation en polarisation linéaire selon  $Ox$  (exploitation de la symétrie de révolution de l'antenne). On vérifie sur le diagramme à la fréquence  $f_0 = 8,3 \text{ GHz}$  que le taux d'ellipticité est bien inférieur à 6 dB. De plus, on observe de nouveau une évolution significative du taux d'ellipticité en fonction de la bande de fréquence.

### 2.4.3 Modélisation de l'antenne TMI environnée

On considère à présent l'antenne TMI dans son environnement d'intégration. On rappelle que l'antenne, placée sur un plan de masse infini, est positionnée à proximité d'un objet métallique diffractant (Figure 2.6). De plus, cet objet, décrit en détail sur la Figure 2.10, peut tourner sur lui-même à la manière d'une antenne radar maritime.

A partir de ce problème EM évolutif dans le temps, nous avons défini deux scénarios distincts (Figure 2.11) correspondant à deux positions possibles de l'élément diffractant :

- Configuration 1 : l'élément diffractant est parallèle à l'axe ( $Ox$ ). Le volume de calcul FDTD est matérialisé en pointillé bleu. Dans cette configuration le volume FDTD mesure  $58\lambda_{min} \times 42\lambda_{min} \times 12\lambda_{min}$  à la fréquence maximale  $f_{max} = 12 \text{ GHz}$ .
- Configuration 2 : l'élément diffractant est pivoté d'un angle  $\phi' = 45$  degrés. Dans cette configuration le volume FDTD, matérialisé en pointillé rouge, mesure  $55\lambda_{min} \times 55\lambda_{min} \times 12\lambda_{min}$  à la fréquence maximale  $f_{max} = 12 \text{ GHz}$ .



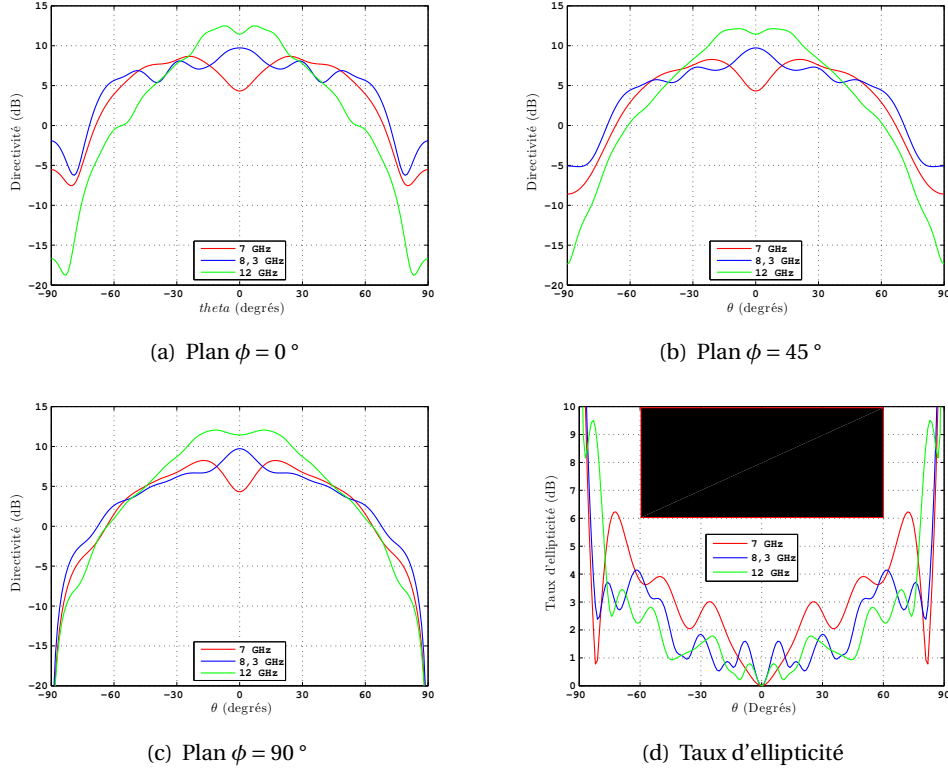


FIGURE 2.9 – Diagrammes de directivité du champ total et taux d'ellipticité de l'antenne TMI **sans** son environnement d'intégration à 7 GHz, 8,3 GHz ( $f_0$ ) et 12 GHz.

#### 2.4.3.1 Décomposition DG-FDTD de la simulation

Intéressons nous maintenant au schéma de décomposition DG-FDTD utilisé pour analyser l'antenne dans les deux configurations d'environnement présentées sur la Figure 2.11.

Telle que décrite sur la Figure 2.12, la résolution du problème s'effectue en deux étapes successives. La première étape permet de caractériser précisément l'antenne TMI à l'aide d'un maillage fin en  $\frac{\lambda_{min}}{50}$ . Quant à la seconde, elle modélise le rayonnement de l'antenne en prenant en compte son environnement d'intégration avec un maillage relâché en  $\frac{\lambda_{min}}{10}$ .

Lors de la première étape, modélisant précisément l'antenne seule, la surface de prélèvement permet de recueillir puis stocker le champ primaire de l'antenne qui servira à exciter le volume FDTD de l'étape suivante. Comme indiqué sur la figure 2.12 la surface est centrée sur l'antenne et composée de cinq faces disposées sur un plan de masse infini. Enfin, les paramètres de l'antenne TMI ne changeant pas entre les différentes configurations, on peut utiliser le même rayonnement primaire pour exciter les deux configurations de volume FDTD.

Le volume FDTD de la deuxième étape modélise l'antenne avec son environnement d'in-

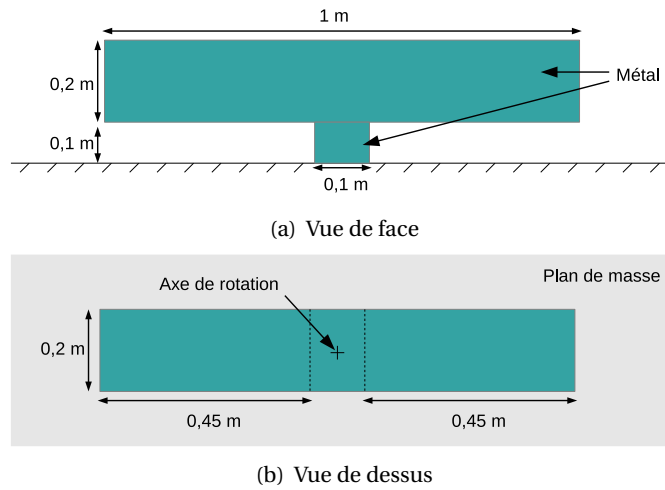


FIGURE 2.10 – Élément diffractant

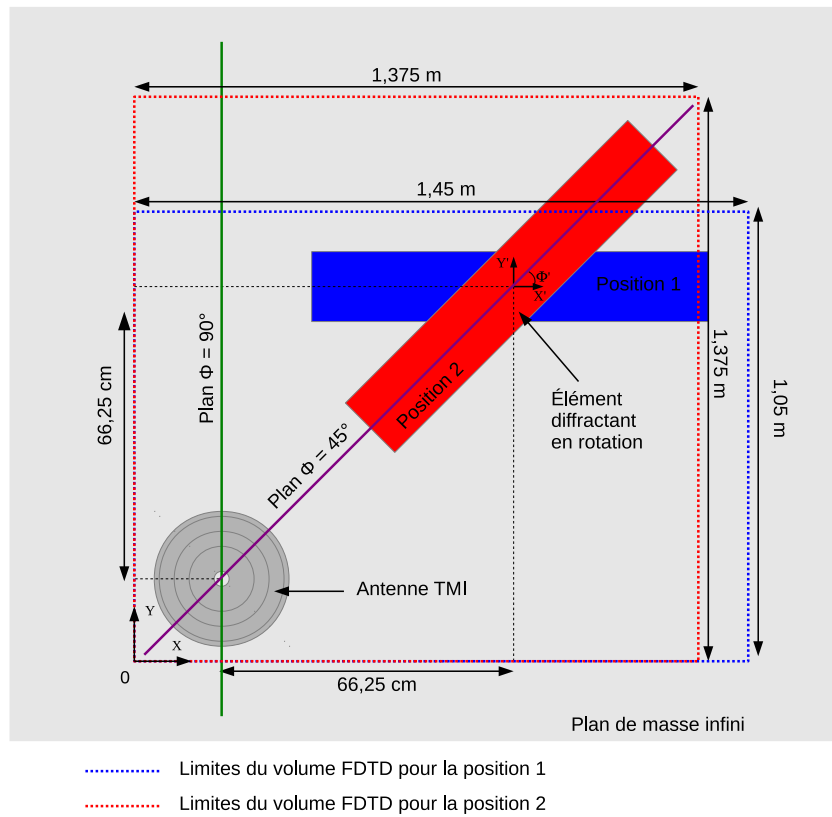


FIGURE 2.11 – Schéma des configurations d'intégration de l'antenne TMI

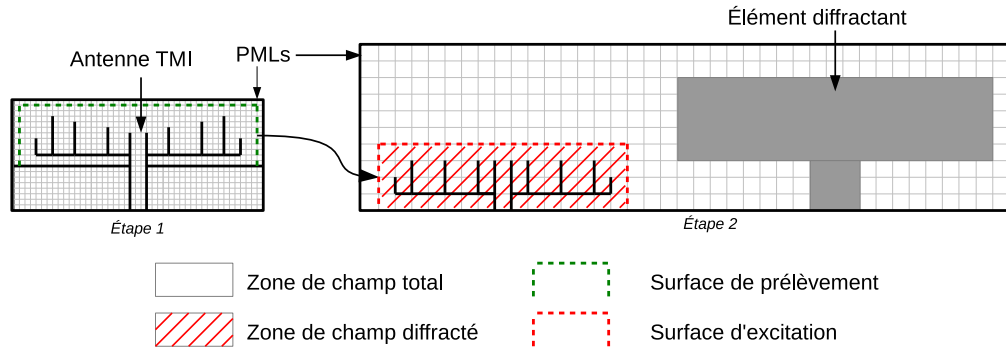


FIGURE 2.12 – Décomposition DG-FDTD du problème

	1 <sup>ère</sup> étape	2 <sup>ième</sup> étape
Pas spatial		
$dx = dy = dz$	0,5 mm	2,5 mm
Pas temporel		
$dt$	0,914 ps	4,571 ps
Observation		
$T_{\text{obs}}$	40 ns	config. 1 : 115 ns config. 2 : 125 ns
Volume FDTD		
$N_x \times N_y \times N_z$	$600 \times 600 \times 190$	config. 1 : $580 \times 420 \times 140$ config. 2 : $550 \times 550 \times 140$

TABLE 2.1 – Paramètres DG-FDTD pour l'étude des deux configurations d'environnement.

tégration dans un maillage grossier en  $\frac{\lambda_{\min}}{10}$ . Comme mentionné dans le paragraphe 2.2.2, la représentation, bien que grossière, de l'antenne TMI permet de prendre en compte les couplages retours entre l'antenne et son environnement. De plus, l'utilisation d'un maillage relâché permet de réduire les ressources informatiques nécessaires au calcul. A titre d'exemple, la simulation FDTD fine du problème dans sa globalité impliquerait un volume FDTD de plus de 5 milliards de cellules FDTD, nécessitant plus de 300 Go de RAM et environ 11 mois et demi de calcul sur notre machine<sup>8</sup>.

Le tableau 2.1 présente les paramètres de simulation des deux étapes DG-FDTD pour chaque configuration d'environnement.

8. Station de Travail Dell precision T5500. Processeur : Intel Xeon GenuineIntel family E5645 (un seul cœur utilisé sur les six disponibles) cadencé à 2,4 GHz. Mémoire vive : 48 Go RAM

### 2.4.3.2 Rayonnement de l'antenne TMI environnée

Dans ce paragraphe, on s'intéresse au rayonnement de l'antenne pour les deux configurations d'environnement décrites plus haut (Figure 2.11). Les diagrammes de directivité sur le champ total obtenus, avec la DG-FDTD, pour la première puis la seconde configuration d'environnement sont respectivement présentés dans les Figures 2.13 et 2.14.

- **Configuration d'environnement 1** : Dans le plan  $\phi = 45^\circ$ , la comparaison avec les diagrammes de l'antenne isolée montre que l'élément diffractant perturbe le rayonnement de l'antenne TMI. Plus précisément, on observe une chute brutale du niveau de directivité pour des angles  $\theta$  compris entre  $+65^\circ$  et  $+90^\circ$ . Celle-ci est caractéristique du phénomène de masquage induit par la présence de l'élément diffractant.

Dans le plan  $\phi = 90^\circ$ , l'influence de l'antenne n'est pas significative. Les diagrammes de l'antenne isolée et de l'antenne environnée se confondent pratiquement quelle que soit la fréquence. Notons que sur les diagrammes à 12 GHz (cf. figures 2.13(e) et 2.13(f)) on remarque de faibles oscillations parasites.

- **Configuration d'environnement 2** : Dans le plan  $\phi = 45^\circ$ , le rayonnement de l'antenne est perturbé de façon significative par l'objet métallique situé à proximité (cf. figures 2.14(a), 2.14(c), 2.14(e)). On identifie de nouveau sur les diagrammes un cône angulaire allant de  $+50^\circ$  à  $+90^\circ$  à l'intérieur duquel la directivité chute brutalement. Ceci est dû une nouvelle fois au phénomène de masquage. Toujours dans le plan  $\phi = 45^\circ$ , on observe des oscillations importantes dans un cône angulaire allant de  $-65^\circ$  à  $-90^\circ$ . Ces oscillations sont la conséquence d'interférences entre le rayonnement direct et le champ diffracté par l'objet métallique. Enfin, nous observons de nouveau des oscillations parasites sur les diagrammes de rayonnement calculés à 12 GHz.

Dans le plan  $\phi = 90^\circ$ , les remarques faites pour la première configuration s'appliquent également.

### 2.4.3.3 Temps de simulation et validation des calculs de "plus grand domaine simulable"

Les temps de simulations associés aux simulations de l'antenne dans les deux environnements d'intégration étudiés sont donnés dans le tableau 2.2. On constate que la première étape de la DG-FDTD représente une part importante du temps de simulation globale. La durée de cette simulation pourrait être considérablement réduite en supprimant la modélisation du guide d'onde alimentant l'antenne. En effet, la représentation de cet élément dans la simulation conduit à une zone de sur-échantillonnage importante (cf. paragraphe 2.4.2.1).

Les temps de calcul de l'étape 2 indiqués dans le tableau 2.2 (19h 4 pour la configuration 1 et 24h 31 pour la configuration 2) peuvent être comparés à l'estimation du temps de simulation de la dernière étape DG-FDTD donnée en introduction de ce paragraphe, à savoir 17 heures et 25 minutes. On observe que l'ordre de grandeur entre l'estimation du temps de calcul et les temps de simulation effectifs pour l'étape 2 est respecté. L'écart entre l'estimation et les valeurs effectives de simulation a de multiples origines.

Tout d'abord, on rappelle que cette estimation se base sur la formule 2.8 donnant le temps

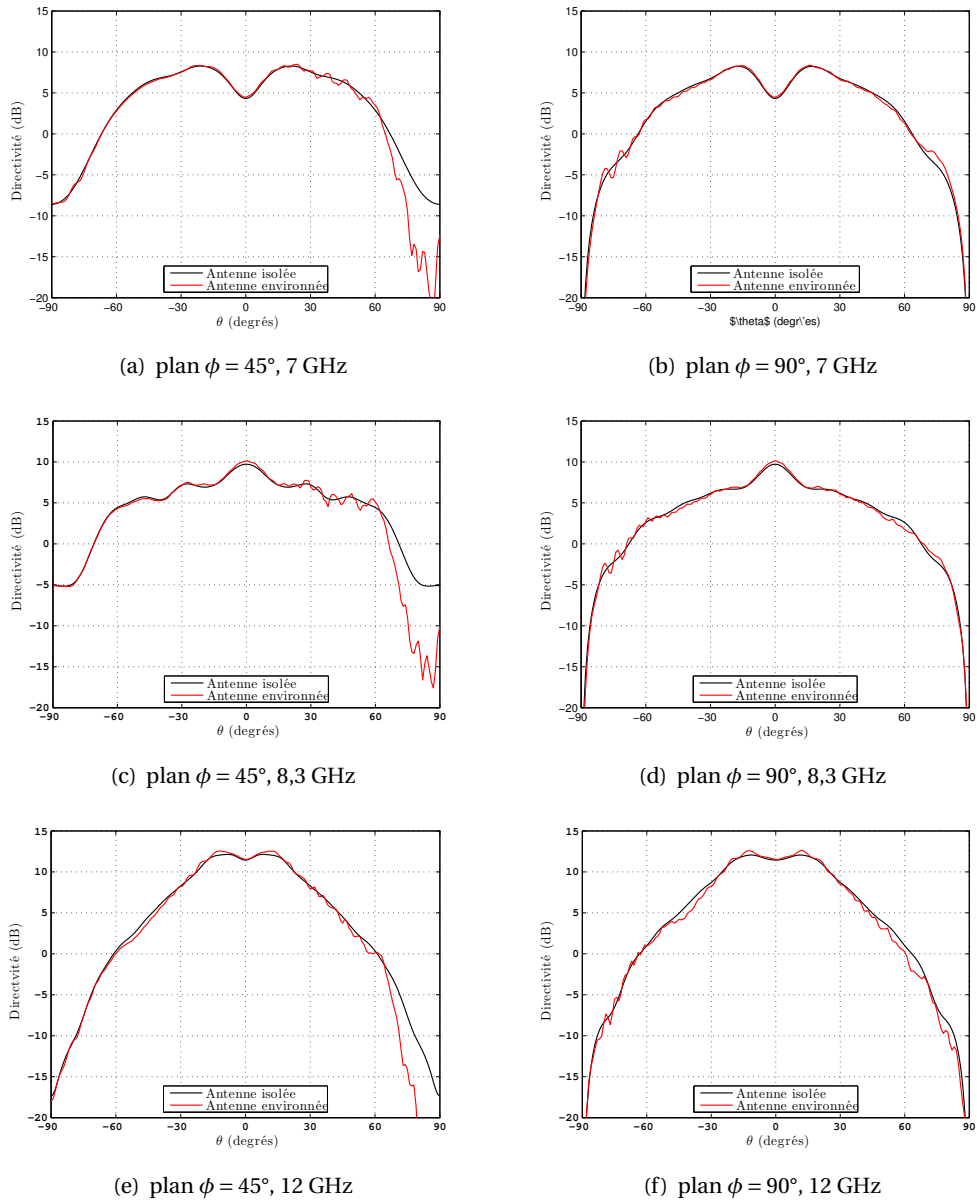
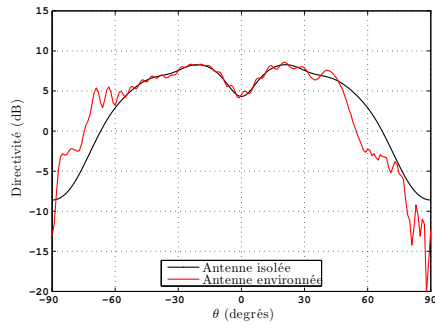
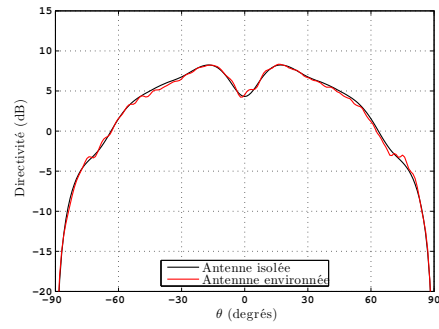


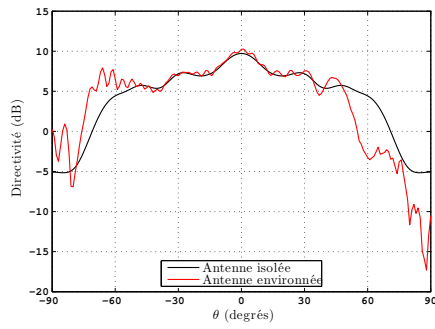
FIGURE 2.13 – Comparaison des diagrammes de directivité du champ  $\vec{E}$  total de l'antenne TMI isolée et environnée (configuration 1).



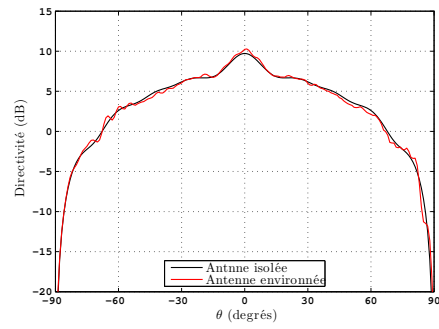
(a) plan  $\phi = 45^\circ$ , 7 GHz



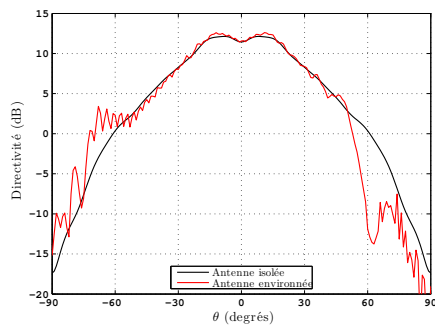
(b) plan  $\phi = 90^\circ$ , 7 GHz



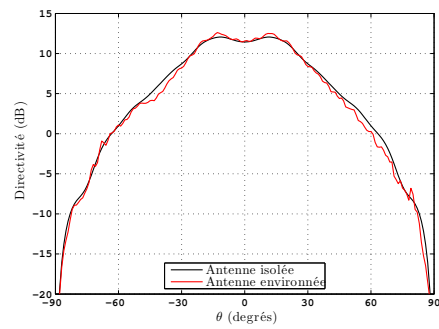
(c) plan  $\phi = 45^\circ$ , 8,3 GHz



(d) plan  $\phi = 90^\circ$ , 8,3 GHz



(e) plan  $\phi = 45^\circ$ , 12 GHz



(f) plan  $\phi = 90^\circ$ , 12 GHz

FIGURE 2.14 – Comparaison des diagrammes de directivité du champ  $\vec{E}$  total de l'antenne TMI isolée et environnée (configuration 2).

	Etape 1	Etape 2
Temps de simulation	62h 26min	config. 1 : 19h 04min config. 2 : 24h 31min

TABLE 2.2 – Temps de simulation nécessaires à l’analyse de l’antenne TMI en présence de son environnement d’intégration.

de simulation pour un volume de calcul canonique de forme cubique entouré de PMLs. Or, lors de l’analyse de l’antenne TMI environnée, la seconde étape de la DG-FDTD s’appuie sur des volumes de forme parallélépipédique entourés de PMLs sur cinq faces uniquement. Nous avons donc été amené à définir un cube canonique “équivalent” présentant le même nombre de facettes dans le volume utile.

Ensuite, le temps de simulation par cellule utile donné dans l’équation 2.7 correspond au temps de calcul minimal associé à une cellule FDTD. Ainsi, il ne prend pas en compte le coût supplémentaire en ressources engendré par l’utilisation d’une surface d’excitation DG-FDTD ainsi qu’une surface de Huygens.

Néanmoins, le bon accord entre l’estimation donnée à partir de la formule 2.7 et les temps de simulation effectifs valide les calculs effectués dans la partie théorique.

#### 2.4.4 Problèmes liés à la modélisation FDTD dans de très grands volumes

Lors du calcul des diagrammes de rayonnement de l’antenne TMI environnée (Figures 2.13 et 2.14) nous avons identifié de faibles oscillations rapides qui ne semblent pas provenir du couplage avec l’objet diffractant. On peut remarquer que ces diagrammes, présentant des oscillations “parasites”, ont été obtenus en utilisant des volumes FDTD de grandes dimensions dont le niveau de maillage correspond à la limite fixée par le critère de dispersion ( $\frac{\lambda_{min}}{10}$ ). Ces oscillations pourraient être causées par le phénomène de dispersion.

On souhaite, avec ce paragraphe, approfondir cette hypothèse. De manière plus générale, on entend également illustrer les problèmes posés par l’utilisation d’un maillage grossier dans un volume FDTD de grandes dimensions.

##### 2.4.4.1 Définition d’un cas d’étude simplifié

Afin de déterminer l’origine des oscillations parasites, on considère un scénario canonique avec les mêmes conditions de simulation que lors de la deuxième étape de la simulation DG-FDTD de l’antenne TMI environnée. Ce scénario, décrit sur la Figure 2.15, correspond à un monopôle sur un plan de masse. Comme dans le cas précédent, la modélisation s’effectue sur la bande [7 ; 12] GHz. Le volume asymétrique offre suivant sa longueur une distance de propagation importante ( $40 \lambda_{min}$  environ), comparable à celle rencontrée lors de la seconde étape DG-FDTD du cas précédent. On applique également les mêmes niveaux de résolution spatiale ( $\frac{\lambda_{min}}{10}$ ) et temporelle qu’auparavant.

Ici, nous cherchons en particulier à vérifier si le phénomène de dispersion numérique est à l’origine des oscillations observées dans les diagrammes précédents. Aussi, on définit deux autres scénarios (Figure 2.16) dans le but de mettre en évidence les effets de la dispersion

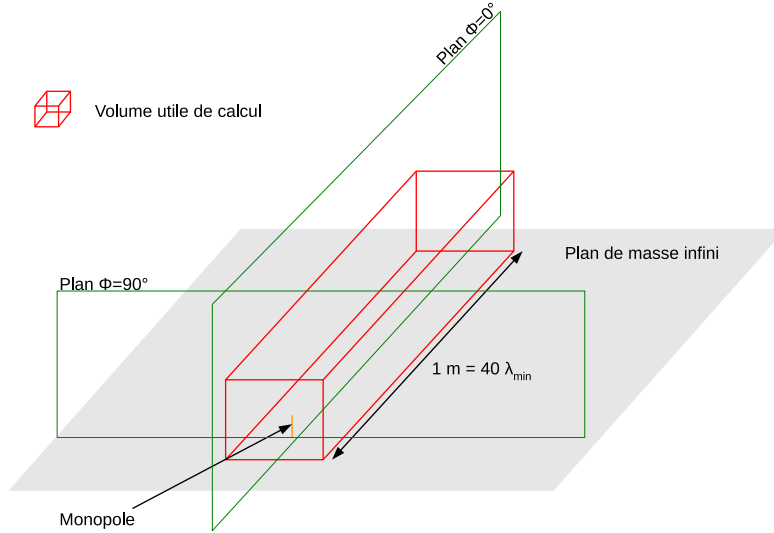


FIGURE 2.15 – Présentation du problème simplifié considéré pour l'étude du phénomène de dispersion.

numérique. Avant de définir plus précisément ces scénarios, on rappelle que ce phénomène apparaît dans les volumes de grandes dimensions à la faveur d'un maillage trop relâché [10].

Le deuxième scénario défini (Figure 2.16(b)) est identique au premier à l'exception du niveau de maillage que l'on choisit deux fois plus fin ( $\frac{\lambda_{min}}{25}$ ). Par conséquent, si des différences apparaissent, nous pourrions les attribuer au phénomène de dispersion. Notons que ce scénario, tout comme le premier, présente une dimension importante suivant un seul axe. Cette forte asymétrie présente deux avantages. Tout d'abord, cela permet une réduction des ressources informatiques nécessaires au calcul. Ensuite, ceci nous permet de considérer, pour un même niveau de maillage, deux distances de propagation très différentes. Or on sait que la distance est un paramètre important dans l'apparition du phénomène de propagation.

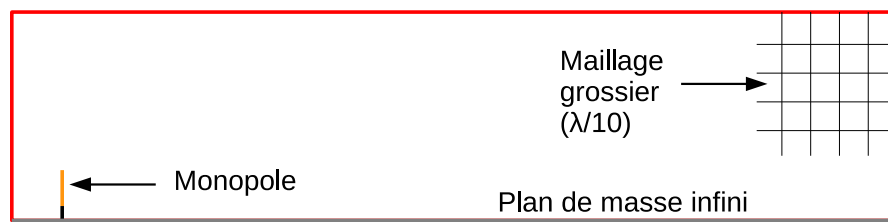
Enfin, le troisième scénario (Figure 2.16(c)) est défini dans le but de disposer d'une référence de comparaison. Ce scénario modélise le même problème que les deux précédents, à savoir un monopôle sur un plan de masse infini. Cependant, ce scénario possède un volume de calcul de petites dimensions et est maillé finement ( $\frac{\lambda_{min}}{50}$ ). Ainsi, il adopte des conditions de simulation qui empêchent l'apparition du phénomène de dispersion.

Notons que les trois simulations mises en place devraient, en théorie, donner les mêmes diagrammes de rayonnement puisqu'elles modélisent le même problème physique.

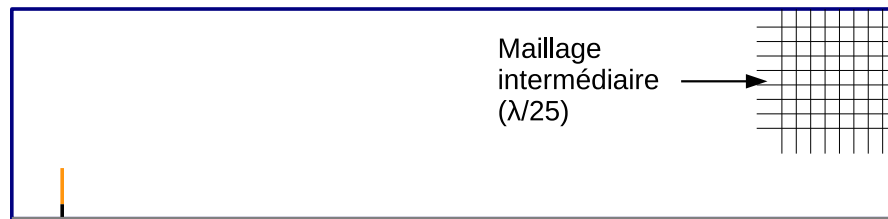
#### 2.4.4.2 Analyse des résultats

Les diagrammes de rayonnement obtenus à partir des trois simulations FDTD décrites précédemment sont présentés à la figure 2.17. Les trois cas étudiés donnent sensiblement

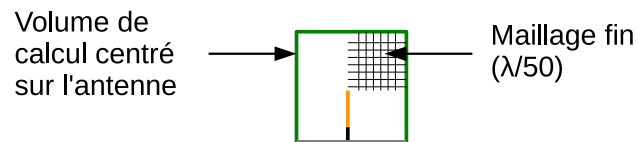




(a) Simulation FDTD 1.



(b) Simulation FDTD 2.



(c) Simulation FDTD 3.

FIGURE 2.16 – Volume FDTD utilisés pour l'étude du phénomène de dispersion. (a) : grand volume, maillage grossier; (b) : grand volume, maillage intermédiaire; (c) : petit volume, maillage fin.

les mêmes résultats à 7 GHz (Figure 2.17(a) et Figure 2.17(b)). En revanche, ce n'est plus le cas en haut de bande, dans le plan de coupe  $\phi = 0^\circ$ . Ainsi, à 12 GHz, les résultats obtenus avec le maillage grossier se démarquent des autres par la présence d'oscillations parasites pour des angles  $\theta$  positifs et un décalage du nul de rayonnement (cf. 2.17(e)). D'autre part, on note que dans le plan de coupe correspondant à la petite dimension du volume (plan  $\phi = 90^\circ$ ) les diagrammes associés au maillage le plus relâché ne présentent pas d'oscillations et le décalage du nul de rayonnement n'est plus présent. La distance de propagation ainsi que le niveau de maillage sont donc des facteurs clés dans l'apparition des erreurs. Ceci nous permet de dire que le phénomène de dispersion est à l'origine des erreurs observées ici.

#### 2.4.4.3 Conclusion sur l'étude des oscillations parasites

Grâce aux trois scénarios précédemment définis, nous avons mis en évidence les conséquences du phénomène de dispersion sur le diagramme de rayonnement d'une antenne positionnée dans un volume de dimension importante et maillé grossièrement. Celui-ci engendre notamment un décalage du nul de rayonnement ainsi que l'apparition d'oscillations parasites.

De plus, les oscillations parasites obtenues ici sont très similaires à celles observées lors de l'étude de l'antenne TMI environnée. Cette étude nous permet donc de valider l'hypothèse de départ en montrant que les oscillations parasites observées dans les diagrammes des Figures 2.13 et 2.14 proviennent bien du phénomène de dispersion numérique.

Plus généralement, l'éclairage apporté sur les oscillations parasites nous rappelle les limites du principe de relâchement du maillage utilisé dans la DG-FDTD. Si le critère de dispersion numérique invoqué jusqu'ici (pas spatial  $< \frac{\lambda_{min}}{10}$ ) permet l'analyse précise de volumes de dimensions modérées ( $< 10\lambda_{min}$ ), il devient limite pour des volumes tels que ceux considérés dans la deuxième étape DG-FDTD (volumes de quelques dizaines de longueurs d'onde). Un compromis doit donc être trouvé entre la limitation du phénomène de dispersion et l'augmentation des ressources informatiques.

#### 2.4.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce paragraphe 2.4 une application de la DG-FDTD sur un cas spatial fourni par le CNES. Après avoir décrit le scénario à analyser, nous avons successivement considéré la modélisation de l'antenne TMI isolée puis celle de l'antenne dans son environnement d'intégration. Les résultats de l'antenne environnée, obtenus avec la DG-FDTD, ont notamment montré que l'élément diffractant, placé à proximité de l'antenne, modifie de façon significative son diagramme de rayonnement. Enfin, nous avons mis en lumière une des principales difficultés liées à l'analyse de volume FDTD de grandes dimensions adoptant un maillage très relâché : le phénomène de dispersion numérique.

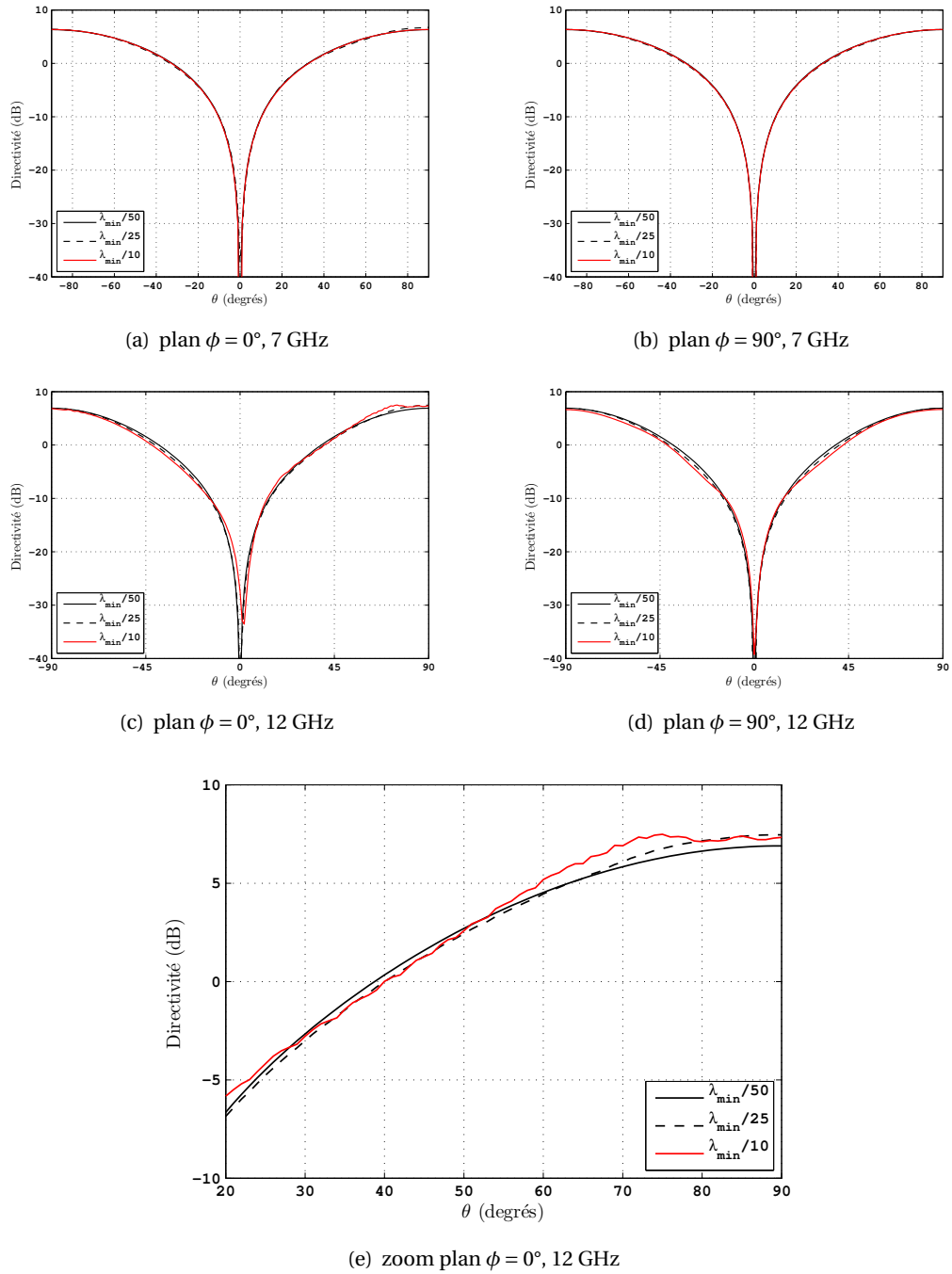


FIGURE 2.17 – Diagrammes de directivité dans les plans  $\phi = 0^\circ$  et  $\phi = 90^\circ$  à 7 GHz et 12 GHz pour les trois simulations FDTD.

## 2.5 Conclusion du chapitre

### 2.5.1 La DG-FDTD, une bonne candidate pour résoudre des problèmes d'antennes environnées de quelques dizaines de longueurs d'onde

Ce chapitre a tout d'abord permis de rappeler le principe de la méthode DG-FDTD que nous avons choisie pour simuler des problèmes d'antennes sur porteur. Les limites de l'approche DG-FDTD, quant à la taille maximale des structures pouvant être simulées, ont ensuite été étudiées. Cette étude a montré, qu'à partir des ressources informatiques dont nous disposons, il est possible d'analyser au mieux un cube de 64 longueurs d'onde de côté. Des exemples de "plus grands domaines simulables" dans un problème d'antenne sur plate-forme satellite ont ensuite été donnés. Enfin, ce chapitre a présenté l'application de la méthode DG-FDTD à la résolution d'un problème concret d'antenne environnée proposé par le CNES. Cette étude nous a permis d'évaluer les capacités de la DG-FDTD à simuler des scénarios d'antenne environnée de grandes dimensions. Un éclairage sur les conséquences du phénomène de dispersion numérique pouvant intervenir dans les volumes FDTD de grandes dimensions a également été apporté à cette occasion.

Par conséquent, si la méthode DG-FDTD a démontré sa capacité à traiter efficacement des scénarios d'antenne environnée de quelques dizaines de longueurs d'ondes, elle a aussi montré ses limites pour analyser des objets de dimensions plus importantes. En effet, pour ce type de problème, les besoins en ressources informatiques deviennent considérables. De plus, le relâchement du niveau de maillage employé habituellement par la DG-FDTD pour réduire le coût numérique ne constitue plus une réponse adaptée, à cause de l'apparition d'erreurs dues au phénomène de dispersion numérique.

Cependant, l'étude de problèmes complets d'antennes sur plate-forme nécessite de gérer des structures dont les dimensions électriques dépassent fréquemment les limites d'application de la DG-FDTD. Afin de simuler ce type de problème il faut donc envisager des solutions permettant d'étendre le domaine d'application de la DG-FDTD.

### 2.5.2 L'hybridation avec l'IPO pour étendre le domaine d'application de la DG-FDTD

Afin d'étendre le domaine d'application de la DG-FDTD à la simulation d'antennes sur porteur dépassant quelques dizaines de longueurs d'onde, deux options peuvent être envisagées.

La première solution consiste à utiliser, dans la dernière étape DG-FDTD, un schéma FDTD permettant de s'affranchir des problèmes de dispersion dans des volumes de grandes dimensions. On trouve dans la littérature différentes approches abordant cette problématique [98, 99]. Parmi ces approches, le recours à un schéma FDTD d'ordre supérieur reste la solution la plus couramment employée [30, 100]. Cependant, la principale limitation de ce type de schéma concerne l'établissement de conditions aux limites non seulement précises

mais aussi stables [101].

L'autre approche pouvant être utilisée pour étendre le domaine d'application de la DG-FDTD consiste à l'hybrider avec une méthode asymptotique. En effet, comme évoqué au chapitre 1, l'association d'une méthode rigoureuse et d'une méthode asymptotique peut permettre de simuler précisément des scénarios complexes et de grandes dimensions tout en maîtrisant les besoins en ressources informatiques.

Les travaux rapportés dans la section 1.5 montrent ainsi qu'il est possible d'associer une méthode rigoureuse temporelle avec des méthodes asymptotiques temporelles ou fréquentielles (cf. paragraphes 1.5.2 et 1.5.3). Les associations purement temporelles présentent l'avantage de pouvoir caractériser une très large bande de fréquences en une seule simulation. Cependant, elles impliquent un formalisme très lourd, peu adapté à la gestion d'une plateforme complexe et de très grandes dimensions. Les méthodes dites mixtes (temporelles-fréquentielles) offrent, quant à elles, un bon compromis entre leur simplicité de mise en œuvre sur des structures grandes et complexes, et leur propriété large bande.

Sur la base de ces éléments, nous avons opté pour la solution consistant à hybrider la méthode DG-FDTD avec une méthode asymptotique fréquentielle. Si la disponibilité d'un cœur de calcul IPO<sup>9</sup> [75] chez le partenaire DGA a naturellement orienté notre choix vers cette méthode asymptotique, ses caractéristiques n'ont fait que le renforcer. En effet, cette méthode basée sur la PO permet d'analyser précisément des structures de forme complexe. Elle est notamment capable de prendre en compte les réflexions multiples sur la structure.

### 2.5.3 Recentrage de la problématique d'antennes sur porteur

Nous allons donc hybrider la DG-FDTD avec l'IPO en vue d'analyser des problèmes d'antennes sur porteur. Cependant, à cause de leurs caractéristiques, ces méthodes ne nous permettront pas de prendre en compte l'ensemble des contraintes associées à la simulation d'antennes sur porteur. Le recours à une méthode asymptotique limite en particulier la prise en compte d'éléments complexes sur le porteur. Aussi, seuls les éléments complexes situés dans un volume compatible, du point de vue des dimensions, avec la simulation DG-FDTD pourront être considérés.

Finalement, la problématique à laquelle nous nous intéresserons dans la suite de ce manuscrit sera **l'analyse large bande d'antenne environnée sur porteur**. La Figure 2.18 représente de manière conceptuelle la catégorie de problème d'antenne sur porteur que nous entendons aborder grâce à l'hybridation entre la DG-FDTD et l'IPO.

La suite de ce manuscrit sera tout d'abord consacrée à la présentation détaillée de l'hybridation effectuée entre la DG-FDTD et l'IPO puis nous passerons à la validation de la méthode DG-FDTD/IPO ainsi créée.

---

9. Iterative physical Optics

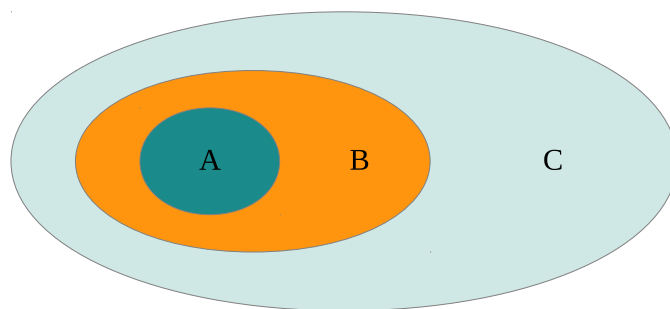


FIGURE 2.18 – Schéma conceptuel représentant la problématique d’antennes sur porteur abordée dans ce document. A : antenne émettrice, B : environnement proche complexe, C : plate-forme de grandes dimensions, sans élément complexe, accueillant l’antenne.



## Chapitre 3

# Hybridation de la DG-FDTD avec l'IPO

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>64</b>
<b>3.2</b>	<b>Principe</b>	<b>64</b>
3.2.1	Simulation DG-FDTD de l'antenne et de son environnement proche	64
3.2.2	Simulation IPO du porteur	65
3.2.3	Mise en œuvre de l'hybridation DG-FDTD/IPO	70
<b>3.3</b>	<b>Validation de la DG-FDTD/IPO</b>	<b>74</b>
3.3.1	Présentation du problème	76
3.3.2	Simulations références	76
3.3.3	Décomposition DG-FDTD/IPO du problème	78
3.3.4	Etude préliminaire : convergence de la simulation IPO	79
3.3.5	Comparaison des résultats avec FEKO et la ML DG-FDTD	82
3.3.6	Conclusion de la phase de validation	85
<b>3.4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>85</b>

---



### 3.1 Introduction

Le chapitre précédent a montré que la DG-FDTD est une bonne candidate pour simuler précisément et efficacement des problèmes d'antennes environnées sur de larges bandes de fréquence. Ainsi, le relâchement progressif du maillage lors des différentes étapes de simulation du problème complet lui permet de réduire les ressources informatiques nécessaires au calcul tout en conservant une très bonne précision. Cependant, le chapitre précédent a également indiqué les limites de cette approche quant aux dimensions maximales des structures simulables. Ainsi, il a été montré qu'avec des ressources de calcul standard, il n'est pas envisageable de simuler des structures dont les dimensions électriques dépassent la soixantaine de longueurs d'onde. En l'état, la DG-FDTD ne peut donc pas nous permettre de simuler des problèmes complets d'antennes environnées sur plate-forme de grande taille électrique.

Nous avons donc fait le choix d'hybrider cette méthode avec une méthode asymptotique, l'IPO, afin d'étendre son domaine d'application. Ce chapitre est consacré à la présentation de cette hybridation. Le principe de la nouvelle méthode hybride DG-FDTD/IPO est tout d'abord exposé. Un éclairage est alors apporté sur les détails de sa mise en œuvre. La méthode DG-FDTD/IPO est ensuite validée sur un scénario canonique.

### 3.2 Principe

Afin d'illustrer le principe de la méthode DG-FDTD/IPO, nous considérons le problème EM d'antenne environnée sur porteur décrit sur la Figure 3.1. Nous nous intéressons ici au rayonnement d'une antenne installée sur un véhicule (porteur métallique de grandes dimensions) et positionnée à proximité d'un élément complexe. On rappelle que la modélisation complète du problème est nécessaire pour prendre en compte les couplages perturbant le rayonnement de l'antenne.

Comme le montre la Figure 3.2, l'approche DG-FDTD/IPO consiste à diviser la simulation globale du problème en deux simulations successives. La DG-FDTD est tout d'abord utilisée pour analyser l'antenne et son environnement proche complexe. L'IPO est ensuite employée afin de prendre en compte la plate-forme métallique accueillant l'antenne. Les simulations DG-FDTD et IPO sont interfacées à l'aide d'une surface de Huygens.

Cette approche repose donc sur une décomposition du problème initial en deux sous-domaines : un premier correspondant à l'antenne avec son environnement proche complexe, un second correspondant à la plate-forme accueillant l'antenne (sans éléments complexes).

#### 3.2.1 Simulation DG-FDTD de l'antenne et de son environnement proche

Le déroulement de la simulation DG-FDTD de l'antenne en présence de son environnement proche complexe est identique à celui décrit lors de la présentation de la méthode DG-FDTD dans le chapitre précédent (cf. section 2.2). Ce paragraphe propose donc une présentation rapide de la simulation DG-FDTD en insistant principalement sur les spécificités liées à l'intégration dans le schéma DG-FDTD/IPO et au contexte d'application.

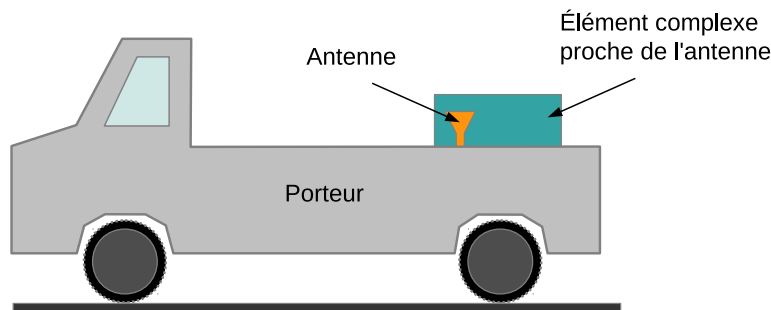


FIGURE 3.1 – Exemple d'antenne environnée installée sur un porteur.

La simulation DG-FDTD de l'antenne avec son environnement proche complexe est réalisée au moyen de deux étapes FDTD, exécutées de manière successive (simulation 1 sur la Figure 3.2).

L'objectif de la première simulation FDTD (première étape) est de caractériser très précisément l'antenne émettrice isolée. Par conséquent, un premier volume FDTD ne contenant que l'antenne et son environnement immédiat est défini. Ce volume est généralement maillé très finement. Il est en outre terminé par des conditions absorbantes de type PML afin de simuler un problème infini. Dans le cadre de la simulation d'antenne sur plate-forme, il est courant d'imposer une condition aux limites de type PEC<sup>1</sup> sur la face inférieure du volume afin de modéliser un plan de masse infini. Une surface de prélèvement en champ proche est également placée autour de l'antenne de manière à enregistrer le rayonnement primaire de l'antenne isolée.

Dans la seconde simulation FDTD (deuxième étape), l'antenne et son environnement proche sont décrits en utilisant un maillage FDTD relâché. Le rayonnement primaire enregistré lors de la première étape est alors utilisé comme excitation. On utilise de nouveau des conditions absorbantes au niveau des parois du volume FDTD afin de simuler un problème infini. Une surface de Huygens englobant l'antenne et son environnement proche est également définie lors de cette simulation. Des courants équivalents temporels représentant l'antenne et son environnement proche sont alors calculés en appliquant le principe d'équivalence [102]. Ce sont ces courants qui, après une conversion dans le domaine fréquentiel, seront utilisés comme source d'excitation pour la simulation IPO.

### 3.2.2 Simulation IPO du porteur

La méthode IPO est une méthode asymptotique qui permet de résoudre itérativement, et sous les hypothèses PO, l'équation intégrale sur le champ magnétique (la MFIE<sup>2</sup>). Par rapport à la PO traditionnelle présentée au paragraphe 1.4.2, l'optique physique itérative présente l'avantage de fournir des résultats plus précis lorsque la forme de l'objet sur laquelle elle est

1. Perfect Electric Conductor

2. Magnetic Field Integral Equation

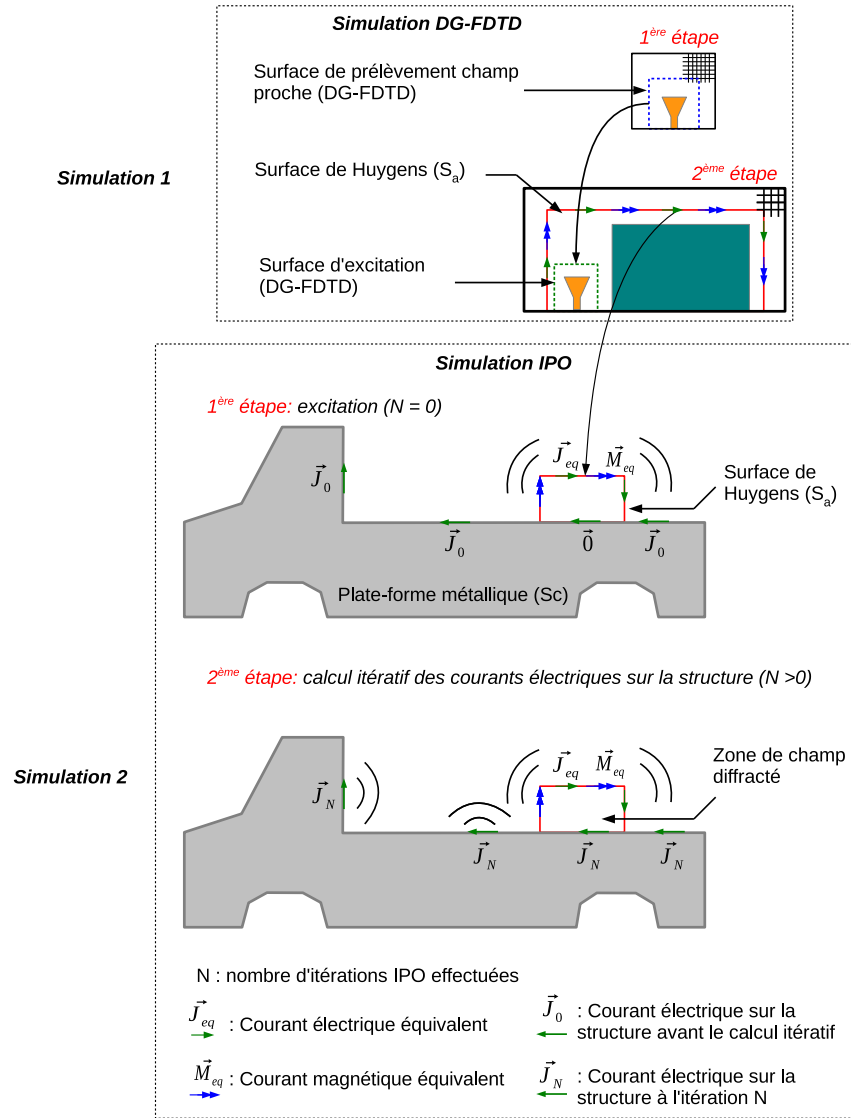


FIGURE 3.2 – Principe de la DG-FDTD/IPO.

appliquée induit des réflexions multiples [103]. De par cette caractéristique, l'IPO a été très largement utilisée pour calculer le champ diffracté par des cavités de grandes dimensions (manches à air d'avion par exemple) [75, 104–108].

Ici, elle est employée dans un contexte différent puisqu'il s'agit de calculer le rayonnement d'une antenne implantée sur une plate-forme. Notons que la méthode IPO a déjà été appliquée dans ce cadre lorsqu'elle a été combinée à la méthode FE-BI afin de simuler une antenne réseau sur un navire [74]. La simulation IPO vise alors à calculer, sur la plate-forme, les courants induits par le rayonnement provenant du domaine analysé rigoureusement (antenne plus environnement proche complexe).

La simulation IPO comprend deux éléments distincts : un modèle surfacique de la plate-forme et une surface de Huygens portant les courants équivalents modélisant l'antenne et son environnement proche complexe. Dans un premier temps, le modèle surfacique utilisé par l'IPO ne comprend pas de redescription des éléments simulés par la DG-FDTD. Ceci se justifie par la difficulté de représenter des éléments présentant des détails fins à partir d'un maillage grossier. Nous reviendrons sur la redescription de l'environnement proche dans la simulation IPO lors du chapitre 5.

Le calcul des courants IPO est réalisé en deux étapes :

- 1) une première étape d'excitation correspondant à l'illumination de la structure par les courants de la surface de Huygens,
- 2) une seconde correspondant au calcul itératif des courants sur la structure.

Une étape supplémentaire de post-traitement est nécessaire afin d'obtenir le champ lointain rayonné par l'antenne implantée sur la plate-forme. Ce paragraphe propose la description de ces différentes étapes.

### 3.2.2.1 La phase d'excitation

La simulation IPO débute par le calcul du champ magnétique  $\vec{H}_{S_c}^{S_a}$ , sur la surface métallique représentant la plate-forme ( $S_c$ ), rayonné par les courants équivalents  $\vec{J}_{eq}$  et  $\vec{M}_{eq}$  de la surface de Huygens ( $S_a$ ). La technique d'excitation utilisée ici repose sur le principe de décomposition champ total/champ diffracté lui-même intimement lié au principe d'équivalence [102]. Comme indiqué sur la Figure 3.2, c'est la surface de Huygens qui joue le rôle de frontière entre le domaine champ total et le domaine champ diffracté. Concrètement, l'application des principes mentionnés plus haut signifie, qu'au terme de la première étape, le champ à l'intérieur de la surface de Huygens est nul. Pour le reste de la structure, le champ magnétique  $\vec{H}_{S_c}^{S_a}$  est calculé en utilisant des intégrales de rayonnement en champ proche :

$$\begin{aligned} \vec{H}_{S_c}^{S_a}(\vec{r}_c) = & \int_{S_a} \vec{J}_{eq}(\vec{r}_a') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r}_c - \vec{r}_a') dS_a' \\ & + \frac{1}{jk_0 Z_0} \times \vec{\nabla} \int_{S_a} \vec{M}_{eq}(\vec{r}_a') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r}_c - \vec{r}_a') dS_a' \end{aligned} \quad (3.1)$$

où  $\vec{r}_a'$  et  $\vec{r}_c$  réfèrent respectivement à un point source de la surface équivalente de Huygens  $S_a$  et un point récepteur de la structure  $S_c$  (en dehors de la surface de Huygens).  $\vec{\nabla}' G$  correspond

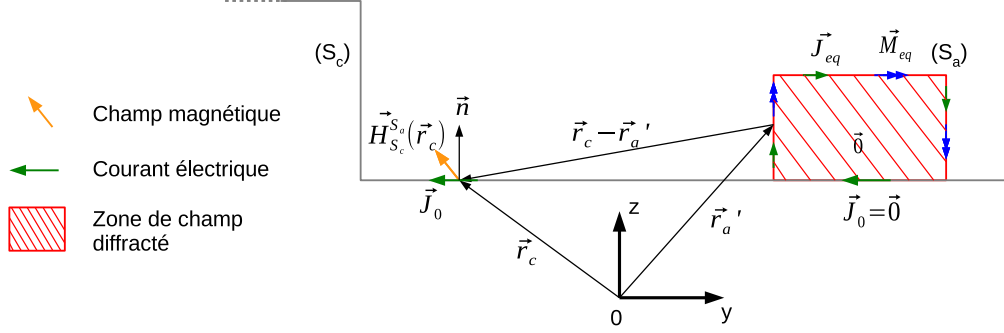


FIGURE 3.3 – Schéma de la phase d'excitation de la simulation IPO.

au gradient de la fonction de Green du vide. Le prime indiqué sur le gradient signifie que la différentiation est appliquée sur les coordonnées du point source.  $Z_0$  désigne l'impédance du vide et  $k_0$  le nombre d'onde dans le vide.

La densité surfacique de courant électrique  $\vec{J}_0(\vec{r}_c)$  sur la structure  $S_c$  après la phase d'excitation est obtenue en appliquant l'hypothèse du plan tangent. Cette hypothèse consiste à approcher la densité surfacique de courant électrique sur l'objet par la densité de courant induite par le champ magnétique incident  $\vec{H}_{S_c}^{S_a}$  en considérant en chaque point récepteur un plan de masse infini. On utilise alors la formule suivante pour calculer  $\vec{J}_0(\vec{r}_c)$  :

$$\vec{J}_0(\vec{r}_c) = 2\vec{n} \times \vec{H}_{S_c}^{S_a}(\vec{r}_c) \quad (3.2)$$

où  $\vec{n}$  est le vecteur normal unitaire à la surface au point  $\vec{r}_c$ . Notons qu'à cause du principe de décomposition champ total / champ diffracté, la densité surfacique de courant  $\vec{J}_0(\vec{r}_c)$  est nulle pour tous les points  $\vec{r}_c$  situés à l'intérieur de la zone de champ diffracté.

Enfin la gestion des visibilité entre le point source et le point récepteur intervenant lors du calcul de  $\vec{H}_{S_c}^{S_a}$  sera traitée dans la suite de ce document.

### 3.2.2.2 Calcul itératif des courants sur la structure

La seconde étape de l'IPO consiste en un calcul itératif des courants électriques sur la structure métallique  $S_c$ . Ces courants sont induits à la fois par le rayonnement des courants équivalents de la surface de Huygens (ceci correspond au terme  $\vec{J}_0(\vec{r}_c)$ ) mais aussi par le re-rayonnement des courants présents sur la structure (Figure 3.4). Ainsi, la densité surfacique de courant électrique  $\vec{J}_N(\vec{r}_c)$  au point  $\vec{r}_c$ , à l'itération  $N$  ( $N > 0$ ), est donnée par

$$\vec{J}_N(\vec{r}_c) = \vec{J}_0(\vec{r}_c) + 2\vec{n} \times \int_{S_c} \vec{J}_{N-1}(\vec{r}_c') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r}_c - \vec{r}_c') dS_c' \quad (3.3)$$

où  $\vec{r}_c$  et  $\vec{r}_c'$  sont deux points appartenant à la surface  $S_c$ . Ce processus itératif est mené jusqu'à ce que les courants électriques sur la structure convergent. Notons que le courant  $\vec{J}_N(\vec{r}_c)$  peut

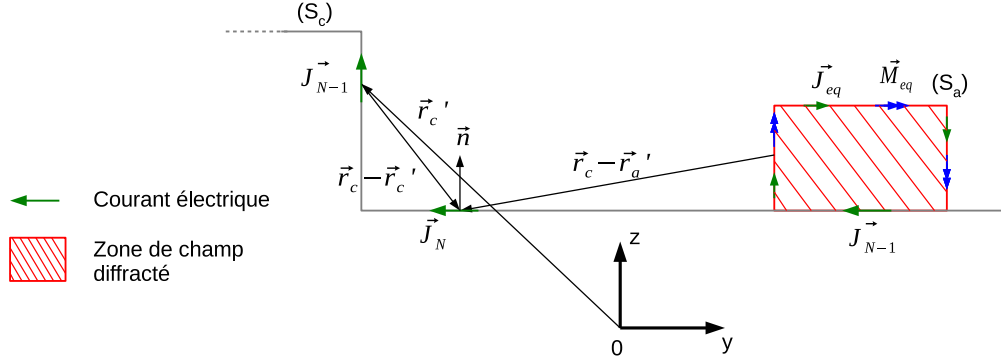


FIGURE 3.4 – Schéma de la phase de résolution itérative de la simulation IPO.

désormais être différent de  $\vec{0}$  sur la portion de  $S_c$  appartenant à la zone de champ diffracté. La gestion des visibilité lors de cette phase de calcul itératif des courants est abordée dans la suite de ce document.

On peut remarquer enfin qu'une simulation IPO pour laquelle aucune itération n'est utilisée correspond à une simulation PO traditionnelle. Par conséquent, la densité surfacique de courant  $\vec{J}_0(\vec{r}_c)$  correspond à la densité de courant fournie par la PO.

### 3.2.2.3 Post-traitement : calcul du champ lointain

A l'issue du calcul itératif des courants électriques sur la structure, une phase de post-traitement est nécessaire pour calculer le champ rayonné par l'antenne dans son environnement d'implantation complet.

Cette étape consiste à sommer le champ rayonné par les courants équivalents de la surface de Huygens  $S_a$  et les courants présents sur la structure  $S_c$  (Figure 3.5). Les expressions des champs électrique et magnétique rayonnés par l'antenne sur la plate-forme, en un point d'observation  $\vec{r}$ , sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned} \vec{H}(\vec{r}) = & \int_{S_a} \vec{J}_{eq}(\vec{r}'_a) \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}'_a) dS'_a \\ & + \frac{1}{jk_0 Z_0} \times \vec{\nabla} \int_{S_a} \vec{M}_{eq}(\vec{r}'_a) \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}'_a) dS'_a + \int_{S_c} \vec{J}_N(\vec{r}'_c) \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}'_c) dS'_c \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}) = & \frac{1}{jkY_0} \times \vec{\nabla} \int_{S_a} \vec{J}_{eq}(\vec{r}'_a) \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}'_a) dS'_a \\ & + \frac{1}{jkY_0} \times \vec{\nabla} \int_{S_c} \vec{J}_N(\vec{r}'_c) \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}'_c) dS'_c - \int_{S_a} \vec{M}_{eq}(\vec{r}'_a) \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}'_a) dS'_a \end{aligned} \quad (3.5)$$

où  $Y_0$  est égal à  $1/Z_0$ .

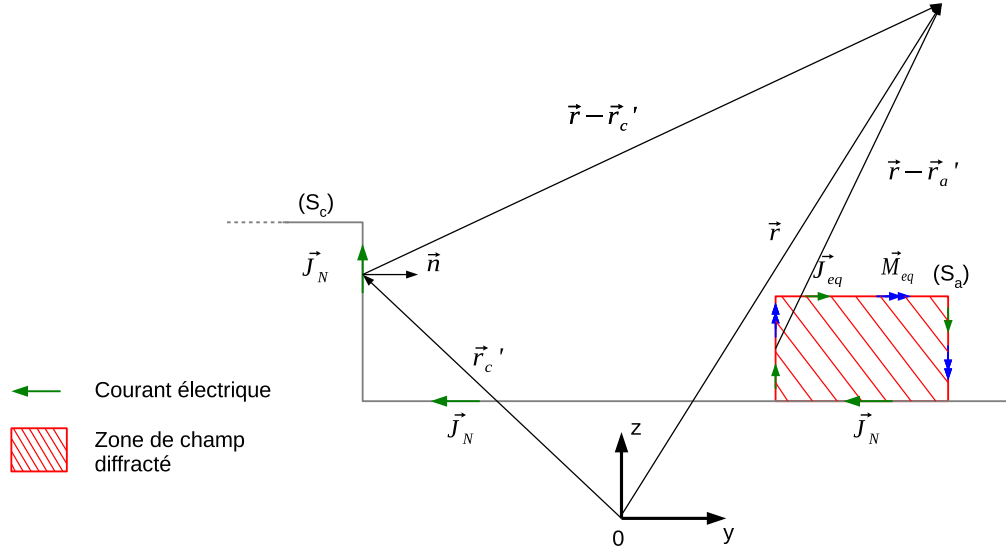


FIGURE 3.5 – Schéma de la phase de post-traitement permettant le calcul du champ lointain rayonné.

### 3.2.3 Mise en œuvre de l'hybridation DG-FDTD/IPO

Nous avons présenté jusqu'ici le principe général de la méthode DG-FDTD/IPO. Ce paragraphe s'intéresse aux détails de sa mise en œuvre dans le cadre de la thèse.

#### 3.2.3.1 Calcul des courants équivalents d'excitation

L'hybridation de la DG-FDTD avec l'IPO repose sur l'exploitation du principe d'équivalence et plus précisément sur l'utilisation de courants équivalents modélisant l'antenne et son environnement proche complexe. On présente ici les étapes permettant d'obtenir les courants équivalents d'excitation pour la simulation IPO.

On prélève tout d'abord, lors de la seconde étape de la simulation DG-FDTD, les composantes tangentielles du champ sur la surface de Huygens entourant l'antenne et son environnement proche complexe. On obtient ainsi un fichier de données contenant les composantes de champ proche dans le domaine temporel. Ensuite, une transformée de Fourier rapide (FFT<sup>3</sup>) est appliquée afin d'obtenir les champs tangentiels pour n'importe quel point de fréquence à l'intérieur de la plage d'excitation fréquentielle considérée par la DG-FDTD.

Deux types de compression sont employées afin de réduire la quantité de données liée à l'enregistrement du champ tangentiel.

- Une **compression temporelle** est tout d'abord utilisée. D'après le critère de Shannon-Nyquist, il apparaît que le schéma FDTD implique un sur-échantillonnage temporel.

Il est donc possible de conserver une représentation fidèle du champ temporel sur la surface de Huygens sans qu'une sauvegarde à chaque itération FDTD soit nécessaire (Figure 3.6). Ceci permet de réduire significativement la dimension des vecteurs associés aux composantes de champs temporels et donc d'accélérer la FFT.

Dans le cadre des travaux présentés dans ce manuscrit, le facteur de compression a été limité de manière à ce que la fréquence d'échantillonnage du signal après compression reste quatre fois supérieure à la fréquence haute dans la simulation.

- Une **compression spatiale** est également appliquée au niveau des champs tangentiels dans le but d'améliorer l'efficacité de l'hybridation entre la DG-FDTD et l'IPO. Des sous-ensembles regroupant plusieurs cellules FDTD au niveau de la surface de Huygens sont ainsi définis. Le champ tangentiel au centre de ces sous-ensembles est ensuite calculé en faisant la moyenne des champs sur les éléments du sous-groupe. Le nombre de cellules au sein d'un sous-groupe dépend du facteur de compression spatial choisi. Ce facteur doit assurer un bon compromis entre la réduction des ressources informatiques et la précision de la représentation du champ proche. Dans le cadre de cette thèse nous avons limité le facteur de compression de manière à ce que les sous-groupes ne dépassent pas  $\frac{\lambda_0}{4}$  de côté. Cette limite se base sur les travaux de Laisné [7] autour de la compression de la surface de Kirchhoff dans le cadre de la MR-FDTD. Cette limite correspond également au niveau de résolution traditionnellement utilisé dans la PO.

La Figure 3.7 illustre à titre d'exemple la procédure de compression spatiale pour un facteur de compression égal à 2.

Les sources équivalentes  $\vec{J}_{eq}$  et  $\vec{M}_{eq}$  dans le domaine fréquentiel sont alors calculées à partir du principe d'équivalence [102].

$$\vec{J}_{eq}(\vec{r}_a, f_0) = \vec{n} \times \vec{H}(\vec{r}_a, f_0) \quad (3.6)$$

$$\vec{M}_{eq}(\vec{r}_a, f_0) = -\vec{n} \times \vec{E}(\vec{r}_a, f_0) \quad (3.7)$$

où  $\vec{r}_a$  désigne le centre d'un sous-groupe de cellules appartenant à la surface de Huygens et  $f_0$  la fréquence de calcul.

Une surface de Huygens, ayant les mêmes dimensions que celle utilisée lors de la simulation DG-FDTD, est définie dans la simulation IPO. Cette surface est positionnée sur la structure de façon à respecter le positionnement choisi lors de la simulation DG-FDTD. Enfin, les courants équivalents fréquentiels calculés précédemment sont positionnés sur la surface de Huygens afin de servir de source d'excitation pour la simulation IPO.

### 3.2.3.2 Maillage des éléments de la simulation IPO

Afin de pouvoir appliquer la méthode IPO au calcul des densités surfaciques de courant sur la plate-forme, il est nécessaire de définir des modèles numériques pour les surfaces  $S_c$  et  $S_a$ . Cette étape correspond au maillage du scénario.



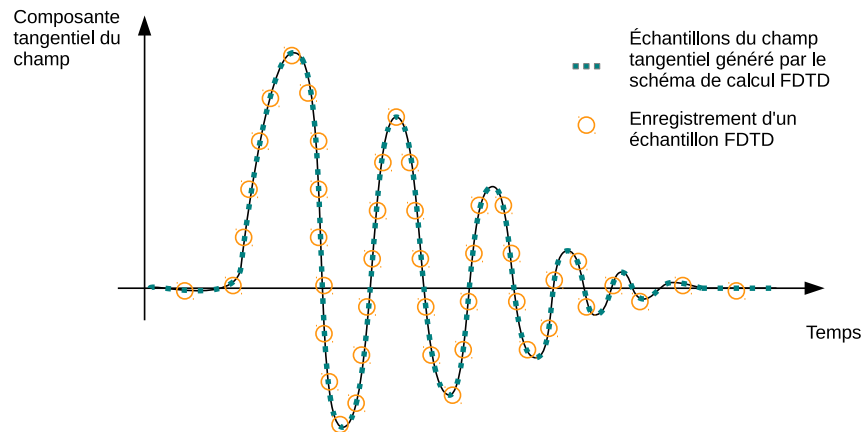


FIGURE 3.6 – Illustration de la compression temporelle lors de la sauvegarde des champs tangentiels.

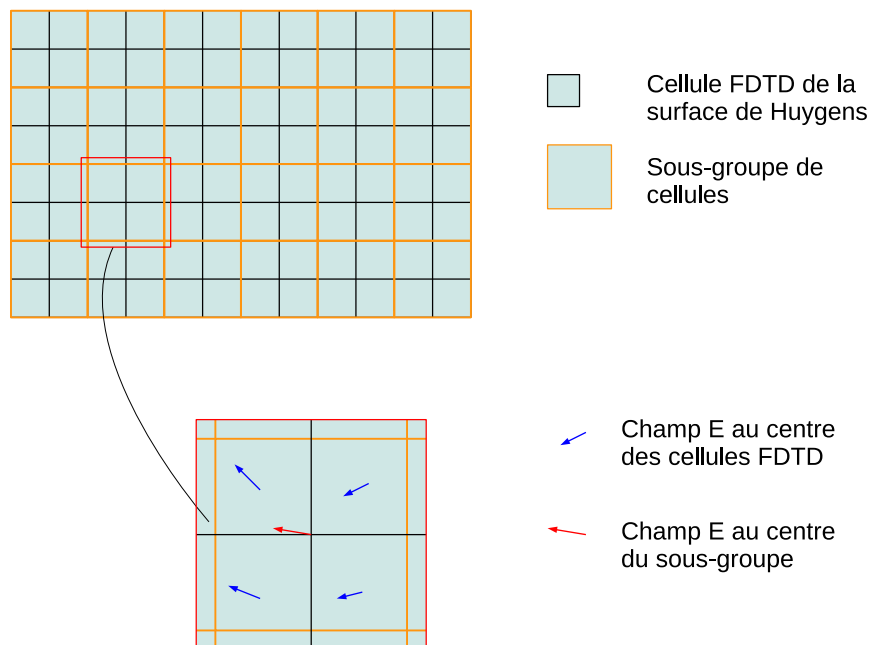


FIGURE 3.7 – Illustration de la compression spatiale lors de la sauvegarde des champs tangentiels.

Les surfaces sont alors discrétisées à partir de facettes élémentaires de forme triangulaire ou carrée le plus souvent. Les données nécessaires à la simulation IPO (aire, vecteur normal et coordonnées du barycentre) sont ensuite extraites à partir des fichiers de maillage générés.

Le niveau de maillage relevé dans la littérature concernant l'IPO varie de 4 à 20 points par surface élémentaire de  $\lambda_0^2$ . Ces chiffres sont à comparer au 60 à 200 points généralement nécessaires lors de l'utilisation de la MoM. On perçoit ici la réduction en matière de ressources informatiques que permet l'IPO par rapport à une méthode rigoureuse.

Dans le cadre des travaux présentés dans ce manuscrit, nous avons fait le choix de nous baser sur le niveau de maillage le plus fin relevé dans la littérature. Nous nous sommes donc fixé comme limite un maillage de l'ordre de  $\frac{\lambda_{min}}{4,5}$ , ce qui correspond à une vingtaine de points par carré de longueur d'onde.

### 3.2.3.3 Schéma d'intégration numérique

La méthode IPO impose le calcul d'intégrales pour déterminer le champ rayonné par les courants (cf. équations 3.1, 3.3, 3.4 et 3.5). Le calcul de ces intégrales passe par l'utilisation d'un schéma d'intégration numérique.

Le code IPO, développé dans le cadre des travaux de thèse présentés dans ce mémoire, reprend le même schéma d'intégration numérique que celui utilisé dans les travaux consacrés au calcul de SER<sup>4</sup> de cavités par l'IPO [75, 105]. Ce schéma d'intégration très simple repose sur plusieurs hypothèses.

- La forme de la surface élémentaire sur laquelle est réalisée l'intégration n'est pas prise en compte dans le schéma d'intégration. On ne retient que l'aire de la surface.
- La surface élémentaire est considérée plane et son orientation est définie par un unique vecteur normal donné au niveau de son barycentre.
- Les courants sont considérés constants (en amplitude et en phase) sur toute la surface élémentaire. La valeur est calculée au niveau du barycentre.

Ainsi, l'intégration est réalisée sur des points d'intégration auxquels on associe une aire, un vecteur normal ainsi qu'une position dans l'espace.

### 3.2.3.4 Gestion des visibilité

L'utilisation d'une méthode asymptotique, basée sur la PO, pose la question de la gestion des visibilité entre les points sources et points récepteurs. Cette problématique se retrouve au sein des phases d'excitation, de calcul itératif des courants ou encore de post-traitement présentés plus haut (cf. équations 3.1, 3.3, 3.4, et 3.5).

- Lors des phases d'excitation et de calcul itératif des courants sur la structure, nous avons adopté une approche géométrique identique à celle utilisée dans la version traditionnelle de la PO. Considérons, à titre d'exemple, le schéma de la Figure 3.8 s'intéressant à la phase de calcul itératif des courants. Dans ce cas le point récepteur  $\vec{r}$  n'est pas visible depuis les points sources  $\vec{r}_c'$  et  $\vec{r}_a'$ . Cela signifie que dans l'équation 3.3, la contribution des courants  $J_{eq}(\vec{r}_a')$ ,  $\vec{M}_{eq}(\vec{r}_a')$  et  $\vec{J}_{N-1}(\vec{r}_c')$  est considérée nulle.

---

4. Surface Equivalente RADAR

Ceci constitue l'approche de base pour traiter les problèmes de visibilité. Ce point sera investigué plus en détail plus tard dans ce manuscrit.

- Lors de la phase de post-traitement, le calcul du champ lointain peut être effectué sans tenir compte de la contrainte de visibilité entre le point source et le point récepteur. Afin de préciser ce point, repartons du problème EM auquel nous sommes confrontés lors de la simulation IPO (Figure 3.9).

Il s'agit de calculer, en un point d'observation  $P$ , le champ rayonné par un ensemble de sources  $\vec{J}_{eq}$  et  $\vec{M}_{eq}$  situées à proximité d'une plate-forme métallique. A partir de ce problème initial on peut construire un problème équivalent décrit sur la Figure 3.10. L'objet métallique est remplacé par une distribution de courant équivalent  $\vec{J}_{S_c}$  positionné sur la surface  $S_c$ , avec

$$\vec{J}_{S_c} = \vec{n} \times \vec{H} \quad (3.8)$$

où  $\vec{H}$  représente le champ magnétique total au niveau de la surface  $S_c$ .

A l'intérieur de la surface  $S_c$ , on choisit un milieu ayant les mêmes caractéristiques que l'espace libre et on impose la nullité du champ électromagnétique.

Le champ lointain au point  $P$  correspond par conséquent au champ rayonné, en espace libre par les courants  $\vec{J}_{S_c}$ ,  $\vec{J}_{eq}$  et  $\vec{M}_{eq}$ . Notons qu'à ce stade aucune approximation n'a été introduite. Le problème considéré est rigoureusement équivalent au problème de départ.

A ce stade, la difficulté réside dans le calcul de la densité équivalente de courant  $\vec{J}_{S_c}$ . En effet, le champ magnétique total  $\vec{H}$  n'est pas connu. L'hypothèse du plan tangent, décrite au paragraphe 3.2.2.1 et sur laquelle repose l'IPO, permet de donner une approximation des courants sur une surface métallique en utilisant uniquement le champ incident (qui lui est connu *a priori*). Le processus itératif de l'IPO permet ensuite d'améliorer la qualité de l'approximation. La méthode IPO permet donc, grâce à l'introduction de certaines hypothèses de fournir une approximation des courants  $\vec{J}_{S_c}$  à la surface de l'objet. Ce sont les courants  $\vec{J}_N$  obtenus à l'issue de la phase de calcul itératif. On a donc  $\vec{J}_{S_c} = \vec{J}_N$ .

Lors de la phase de post-traitement, on peut donc calculer le champ lointain, en faisant la somme du champ provenant des courants d'excitation et des courants induits sur la structure, sans jamais avoir à considérer la visibilité entre le point source et le point récepteur (Figure 3.11).

### 3.3 Validation de la DG-FDTD/IPO

Après avoir présenté le principe de la DG-FDTD/IPO et expliqué les principaux détails de sa mise en œuvre, nous allons maintenant valider la méthode. Dans cet objectif, nous nous intéressons dans ce paragraphe au rayonnement d'une antenne positionnée sur une structure canonique.

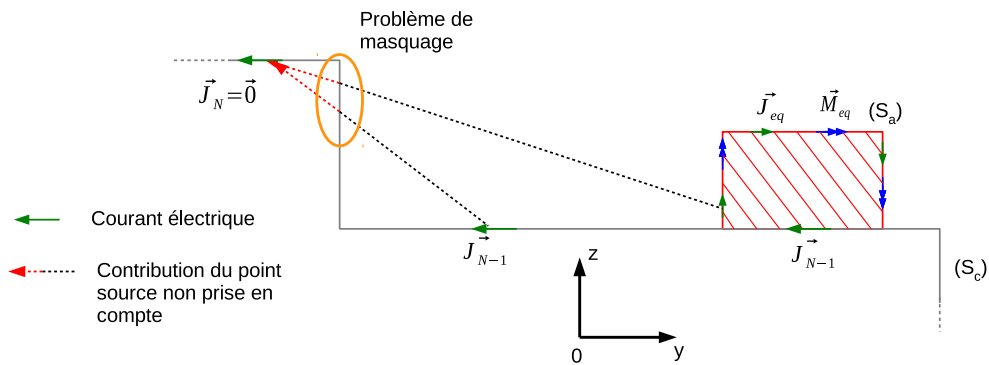


FIGURE 3.8 – Gestion des visibilité par une approche géométrique.



FIGURE 3.9 – Problème initial.

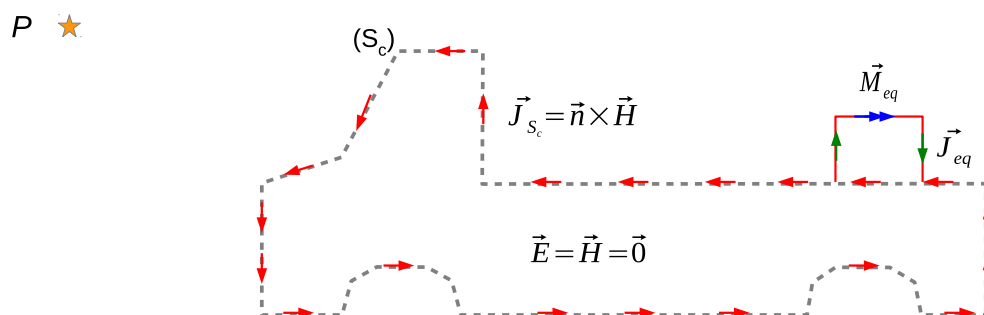


FIGURE 3.10 – Problème équivalent correspondant au problème initial.

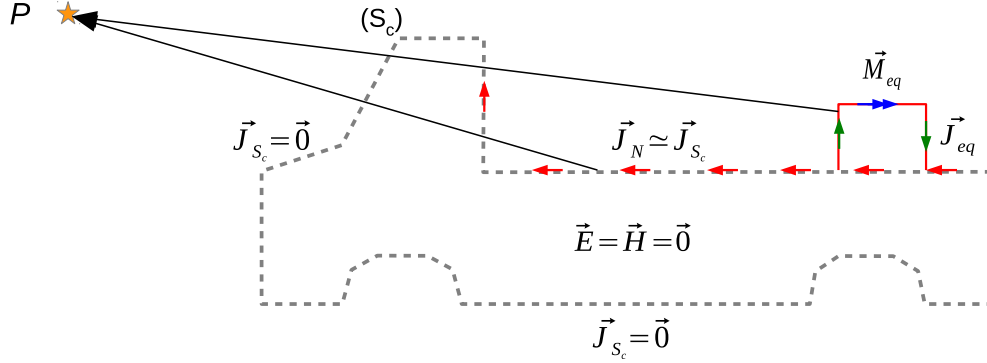


FIGURE 3.11 – Particularisation du problème équivalent avec les hypothèses IPO.

### 3.3.1 Présentation du problème

Le scénario canonique utilisé pour la validation de la méthode DG-FDTD/IPO est décrit sur la Figure 3.12. Ce scénario électromagnétique comprend une antenne environnée par un bloc diélectrique ainsi qu'une plate-forme métallique de dimensions importantes ( $13 \lambda \times 13 \lambda \times 13 \lambda$  à 1 GHz). L'antenne monopôle, dont la fréquence centrale est 1 GHz, est positionnée au centre d'un plan de masse carré. Une plaque métallique verticale est connectée à ce plan de masse de manière à créer une structure diédrique engendrant des réflexions multiples. Enfin, le cube diélectrique placé à côté du monopôle légitime le recours à une méthode rigoureuse pour analyser l'antenne et son environnement proche.

Les dimensions électriques de ce scénario, autour d'une dizaine de longueurs d'onde, sont inférieures à celles rencontrées lors de l'analyse de scénarios réalistes d'antenne sur plate-forme. Elles sont néanmoins suffisantes pour permettre à la structure métallique de rentrer dans le domaine d'application de la méthode asymptotique. Le choix effectué au niveau des dimensions du scénario se justifie avant tout par la nécessité de pouvoir réaliser des simulations rigoureuses de l'ensemble, afin d'obtenir des résultats de référence dans un temps de simulation relativement court.

### 3.3.2 Simulations références

Afin de disposer de simulations références, le scénario de validation complet est tout d'abord simulé avec deux approches : la MLFMM ainsi que la **ML DG-FDTD**<sup>5</sup> [109]. Ces méthodes, respectivement basées sur la MoM et la FDTD, présentent l'avantage de pouvoir simuler précisément et efficacement des problèmes multiéchelles tels que ce scénario de validation.

Nous avons choisi d'utiliser deux approches rigoureuses, plutôt qu'une seule, afin d'améliorer la fiabilité de la validation. De plus, toujours dans cette même optique, nous avons sélectionné deux approches rigoureuses appartenant à des familles différentes. Ainsi La ML

5. Multi-Level Dual-Grid Finite Difference Time Domain

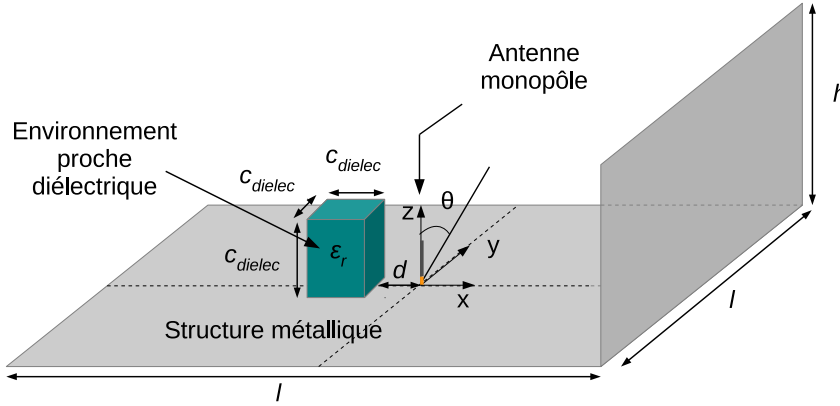


FIGURE 3.12 – Scénario de validation de la DG-FDTD/IPO.  $l = 3,9 \text{ m} = 13 \lambda_{1\text{GHz}}$ ,  $h = 1,15 \text{ m} = 3,83 \lambda_{1\text{GHz}}$ ,  $d = 0,15 \text{ m} = 0,5 \lambda_{1\text{GHz}}$ ,  $C_{dielec} = 0,18 \text{ m} = 0,6 \lambda_{1\text{GHz}}$ ,  $\epsilon_r = 10$ .

DG-FDTD est une méthode temporelle volumique tandis que la MLFMM est classée parmi les méthodes fréquentielles surfaciques.

La simulation MLFMM a été réalisée en utilisant le logiciel FEKO [21]. Nous avons décrit le scénario de validation à partir d'un maillage standard en  $\lambda_{1\text{GHz}}/12$ . Cette discrétisation a conduit à la résolution d'un problème EM composé de 146 537 facettes. Précisons que le principe d'équivalence des surfaces SEP<sup>6</sup> a été employé afin de traiter le cube diélectrique situé à proximité de l'antenne. Le recours à la MLFMM combinée à la FEM a également été étudié. Les résultats obtenus étant très similaires, nous avons retenu la solution utilisant la SEP pour sa rapidité de simulation.

Comme indiqué plus haut, le scénario de validation a également été simulé avec la ML DG-FDTD. Rappelons que cette méthode temporelle multiéchelle est une extension de la DG-FDTD, où le nombre de simulations FDTD successives n'est pas limité à deux (cf. paragraphe 2.2.3). Ces caractéristiques la rendent particulièrement bien adaptée à la simulation de problèmes EM fortement multiéchelles.

La simulation ML DG-FDTD du scénario de validation repose sur la décomposition de la simulation globale en trois simulations FDTD (Figure 3.13). La première étape consiste à simuler très précisément l'antenne monopôle sur un plan de masse infini. Au cours de cette première simulation FDTD, un maillage fin en  $\lambda_{1\text{GHz}}/60$  est adopté. Ceci conduit à un volume FDTD de  $60 \times 60 \times 56$  cellules élémentaires. Ensuite, l'antenne et le cube diélectrique sont analysés sur un plan de masse infini. Cette fois, un maillage relâché en  $\lambda_{1\text{GHz}}/30$  est utilisé. Le volume FDTD associé à cette deuxième étape représente  $60 \times 80 \times 40$  cellules unitaires. Enfin, la troisième étape considère l'antenne dans son environnement d'intégration complet. Les différents éléments du scénario sont modélisés en adoptant un maillage grossier en

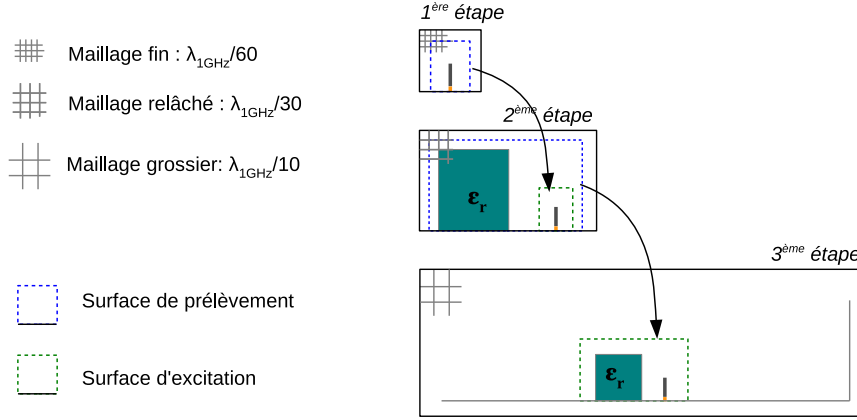


FIGURE 3.13 – Décomposition ML DG-FDTD de la simulation du scénario de validation.

$\lambda_{1GHz}/10$ . Ce niveau de discrétisation conduit alors à un volume FDTD de  $170 \times 170 \times 65$  cellules.

Les diagrammes de rayonnement références obtenus avec la ML DG-FDTD et la MLFMM sont présentés sur les Figures 3.17 et 3.18. On vérifie que les résultats obtenus avec ces deux approches rigoureuses présentent un très bon accord.

### 3.3.3 Décomposition DG-FDTD/IPO du problème

La décomposition DG-FDTD/IPO de la simulation du scénario de validation est basée sur deux simulations successives (Figure 3.14). On effectue tout d'abord une simulation rigoureuse de l'antenne en présence du cube diélectrique avec la DG-FDTD puis on lance une simulation IPO afin de prendre en compte l'influence de la structure métallique dihédrigue.

Les deux étapes de la simulation DG-FDTD menée ici sont identiques aux deux premières étapes de la simulation référence ML DG-FDTD venant d'être décrite (Figure 3.13). La seule différence réside dans l'ajout d'une surface de Huygens englobant l'antenne et le diélectrique au cours de la deuxième étape afin d'enregistrer les champs tangentiels.

Les courants équivalents obtenus à partir de la seconde étape de la DG-FDTD servent alors d'excitation pour la simulation IPO. Un maillage grossier en  $\lambda_{1GHz}/6$  est utilisé pour modéliser la structure métallique. Ce niveau de résolution conduit à un modèle contenant 7878 facettes. Notons que, comme annoncé en introduction du paragraphe 3.2.2, l'antenne ainsi que le cube diélectrique ne sont pas redécrits dans cette simulation. Cet aspect redescription fera l'objet d'une étude particulière plus loin dans le manuscrit.

Enfin, on peut remarquer que dans le schéma hybride DG-FDTD/IPO venant d'être présenté, la simulation IPO vient se substituer à la troisième et dernière étape du schéma de décomposition ML DG-FDTD.

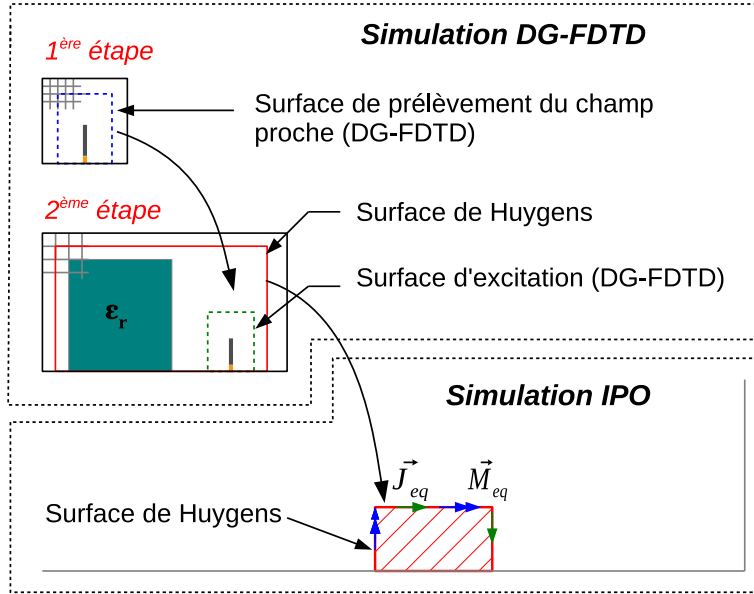


FIGURE 3.14 – Décomposition DG-FDTD/IPO de la simulation du scénario de validation.

### 3.3.4 Etude préliminaire : convergence de la simulation IPO

En guise d'étude préliminaire, nous analysons les résultats de la simulation DG-FDTD/IPO à 1 GHz du scénario de validation, en fonction du nombre d'itérations  $N$  dans la simulation IPO. Cette étude paramétrique vise à évaluer la vitesse de convergence des résultats au niveau du champ lointain. A l'issue de cette étude, on entend déterminer le nombre  $N$  d'itérations IPO permettant d'atteindre le meilleur compromis entre la précision du résultat final et le temps de calcul nécessaire.

Les Figures 3.15 et 3.16 présentent les diagrammes de directivité associés aux composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$ , dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ , obtenus pour  $N = 0, 1, 2$  et 15 itérations. On précise que les composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  représentent respectivement la CO et la CROSS polarisation. Notons également que dans le plan  $(x0z)$ , la symétrie de la structure empêche l'apparition de la CROSS-polarisation.

Tout d'abord on vérifie sur ces diagrammes que l'on a bien une convergence des résultats au niveau du champ lointain. Ces résultats indiquent ensuite qu'un très bon niveau de convergence est obtenu sur la CO-polarisation, quel que soit le plan, à partir d'une seule itération IPO. Sur la CROSS-polarisation en revanche, on voit apparaître des écarts non négligeables entre les résultats obtenus pour  $N = 1$  et  $N = 15$  (Figure 3.16(b)). La convergence sur cette composante semble plutôt être atteinte après deux itérations. On rappelle néanmoins à ce sujet que les écarts observés sur la CROSS-polarisation sont moins significatifs que ceux liés à la CO étant donné le niveau des champs comparés. Enfin, on note que les résultats associés à  $N = 0$  se démarquent assez nettement des autres dans le plan  $(x0z)$ .

Avant d'analyser plus en détail les résultats de cette étude, rappelons tout d'abord qu'une des principales caractéristiques de l'IPO réside dans sa capacité à modéliser les phénomènes



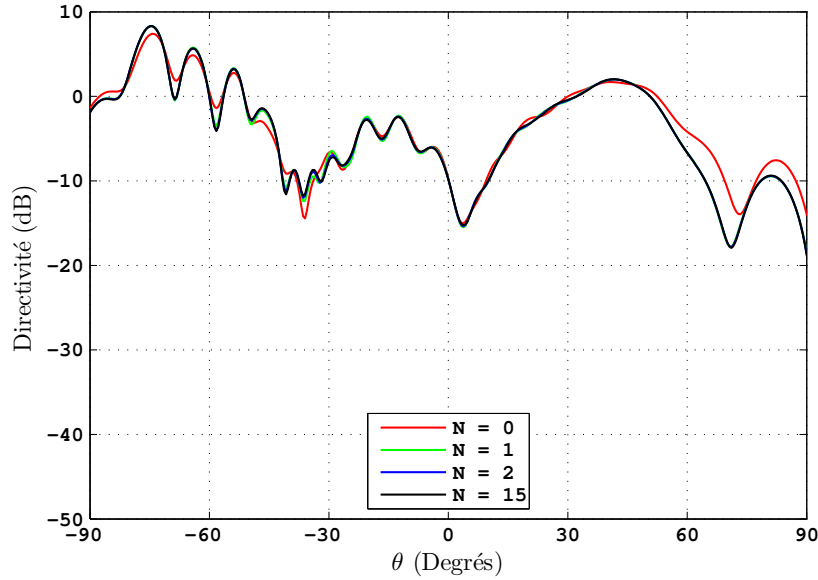


FIGURE 3.15 – Comparaison des diagrammes de directivité de la composante  $E_\theta$  champ lointain, dans le plan  $(x_0z)$  et à 1 GHz, pour  $N = 0, 1, 2$  et 15 itérations IPO.

de réflexions multiples. Plus précisément, il existe un lien direct entre le nombre d'itérations IPO et l'ordre des interactions pouvant être simulé [75]. L'ajout d'une itération dans l'algorithme IPO permet ainsi de prendre un niveau d'interaction supplémentaire.

Intéressons nous dans un premier temps au cas où  $N = 0$ . La simulation correspond simplement à une simulation PO traditionnelle. Dans ce cas, seules les réflexions directes de l'onde sur la structure sont prises en compte (interaction d'ordre 0). Cela ne permet pas de considérer les interactions entre l'élément horizontal et l'élément vertical de la structure métallique. Ceci explique que la simulation pour  $N = 0$  se démarque des autres (en particulier dans le plan  $(x_0z)$ ).

Considérons maintenant les simulations utilisant le schéma itératif IPO, c'est-à-dire pour  $N > 0$ . On constate qu'une seule itération est nécessaire pour atteindre globalement un bon niveau de convergence au niveau du champ lointain. Ce résultat indique que les interactions du premier ordre sont prédominantes dans ce type de structure diédrique. En effet, l'augmentation du nombre d'itérations, et donc la prise en compte d'un nombre plus important de réflexions entre les deux éléments métalliques ne semble pas modifier de façon importante les résultats en champ lointain.

Au vu des résultats fournis par cette étude paramétrique, nous choisissons d'utiliser une seule itération ( $N = 1$ ) lors de la simulation IPO. Nous reviendrons plus tard sur les aspects convergence dans la simulation IPO (cf. Chapitres 5 et 6).

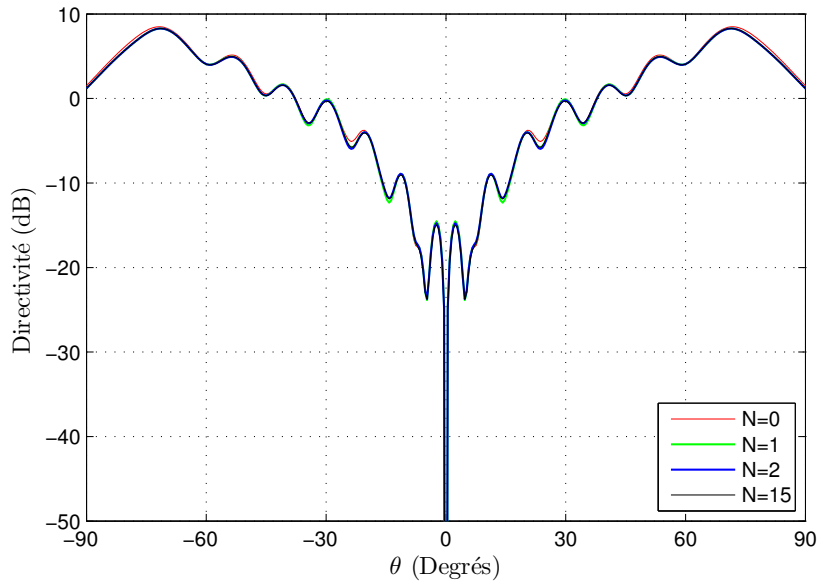
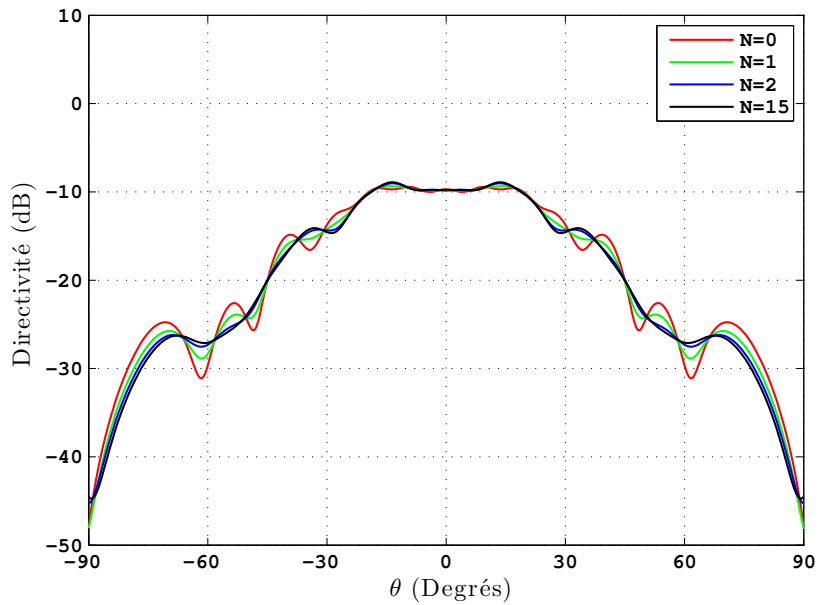
(a)  $E_\theta$  (CO-polarisation)(b) Composante  $E_\phi$  (CROSS-polarisation)

FIGURE 3.16 – Comparaison des diagrammes de directivité des composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$ , dans le plan ( $y0z$ ) et à 1 GHz, pour  $N = 0, 1, 2$  et 15 itérations IPO.

### 3.3.5 Comparaison des résultats avec FEKO et la ML DG-FDTD

#### 3.3.5.1 Précision des résultats

Afin d'évaluer la précision de la DG-FDTD/IPO on compare le champ lointain calculé par cette dernière avec les deux méthodes références. Les Figures 3.17 et 3.18 présentent ainsi les diagrammes de directivités des composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  obtenus à 1 GHz, par la DG-FDTD/IPO et les deux méthodes références, dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ . Que ce soit au niveau de la CO ou de la CROSS-polarisation, ces figures indiquent que les résultats DG-FDTD/IPO présentent un très bon accord avec ceux obtenus par les deux méthodes références.

On peut également noter que le diagramme de rayonnement du monopôle environné est significativement différent de celui correspondant à un monopôle isolé. Ainsi, dans le plan  $(y0z)$  par exemple, le diagramme de rayonnement associé au monopôle sur un plan de masse infini ne fait pas apparaître d'oscillations et ne présente pas de CROSS-polarisation. Ceci indique la nécessité de prendre en compte l'environnement d'intégration complet de l'antenne lors du calcul de son diagramme. D'autre part, cela montre que la méthode DG-FDTD/IPO est capable de fournir un résultat fiable même lorsque que le rayonnement de l'antenne est significativement modifié.

Afin de quantifier plus précisément la précision de la DG-FDTD/IPO, les résultats obtenus précédemment sont comparés à ceux provenant de la MLFMM en utilisant la différence moyenne absolue normalisée  $\epsilon$  :

$$\epsilon = \frac{\sum_{i=1}^{N_\theta} |X(\theta_i) - X_{ref}(\theta_i)|}{N_\theta |\max_i [X_{ref}(\theta_i)]|} \quad (3.9)$$

où  $X$  représente la composante complexe  $E_\theta$  (CO-polarisation) ou  $E_\phi$  (CROSS-polarisation) du champ lointain,  $\theta_i = (-90 + (i - 1))$  degrés, et  $N_\theta = 181$ . L'indice  $ref$  désigne les résultats pris comme références, à savoir le champ calculé par la MLFMM.

La ML DG-FDTD est également comparée à la MLFMM afin de mieux estimer la perte de précision engendrée par l'utilisation de la méthode IPO. En effet, on rappelle que la ML DG-FDTD et la DG-FDTD/IPO ne diffèrent que par la simulation IPO (cf. paragraphe 3.3.3). Ces résultats sont présentés dans le tableau 3.1.

Les différences indiquées dans ce tableau montrent que les résultats obtenus avec la DG-FDTD/IPO sont pratiquement aussi proches de la MLFMM que ceux provenant de la méthode ML DG-FDTD. En effet, dans le plan  $(x0z)$ , la simulation DG-FDTD/IPO conduit à une différence de 2,51% contre 1,77% pour la ML DG-FDTD. Dans le plan  $(y0z)$ , la DG-FDTD/IPO donne même des résultats plus proches que la ML DG-FDTD sur la composante  $E_\theta$  (CO-polarisation). On relève ainsi une différence  $\epsilon$  de 1,56% contre 2,20%. En revanche, la méthode hybride montre une légère dégradation des résultats lors de l'évaluation de la CROSS-polarisation (composante  $E_\phi$ ). On relève ici une différence de 5,97% avec la DG-FDTD/IPO contre seulement 3,53% avec la ML DG-FDTD. Ce résultat peut s'expliquer par le fait que les phénomènes de diffraction (sur les arêtes et les coins par exemple) ne sont pas pris en compte

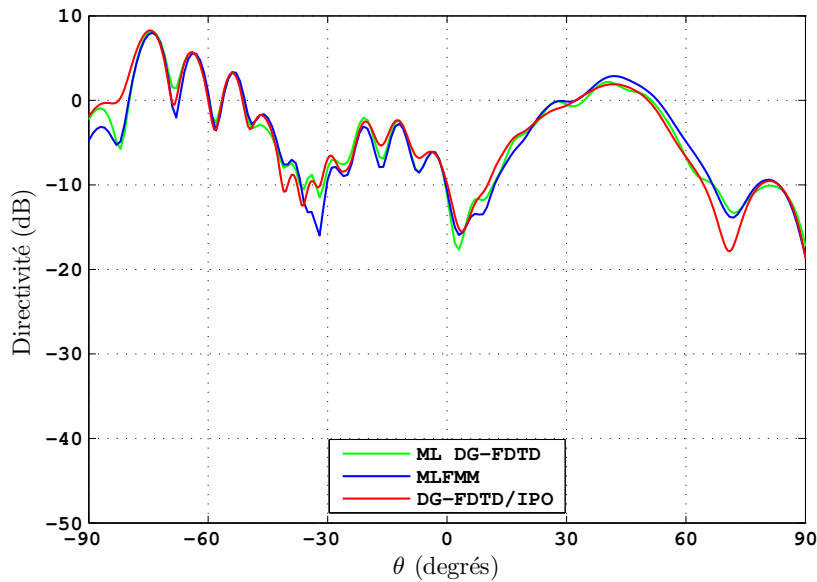


FIGURE 3.17 – Composante  $E_\theta$  du champ lointain (CO-polarisation) dans le plan  $(x_0z)$  à 1 GHz pour le scénario de validation.

TABLE 3.1 – Différence  $\epsilon$  (%) sur les composantes de champ lointain.

	plan $(x_0z)$	plan $(y_0z)$	
	$E_\theta$	$E_\theta$	$E_\phi$
MLFMM	-	-	-
ML DG-FDTD	1,77	2,20	3,53
DG-FDTD/IPO	2,51	1,56	5,97

dans la simulation IPO. Or, ces phénomènes peuvent avoir une influence significative sur la composante de CROSS-polarisation rayonnée par l'antenne implantée sur la plate-forme.

### 3.3.5.2 Temps de simulation

Le tableau 3.2 présente les temps de calcul nécessaires à la DG-FDTD ainsi qu'aux deux méthodes références pour simuler le scénario de validation. Les résultats présentés dans ce tableau considèrent l'utilisation d'un seul coeur sur une station de travail standard<sup>7</sup>. La colonne de gauche réfère à la simulation d'un seul point de fréquence, à 1 GHz, tandis que la colonne de droite correspond à la simulation de 11 points de fréquence régulièrement espacés et pris dans la bande  $[0,8;1]$  GHz.

7. Station de Travail Dell precision T5500. Processeur : Intel Xeon GenuineIntel family E5645 (six coeurs) cadencés à 2,4 GHz. Mémoire vive : 48 Go RAM

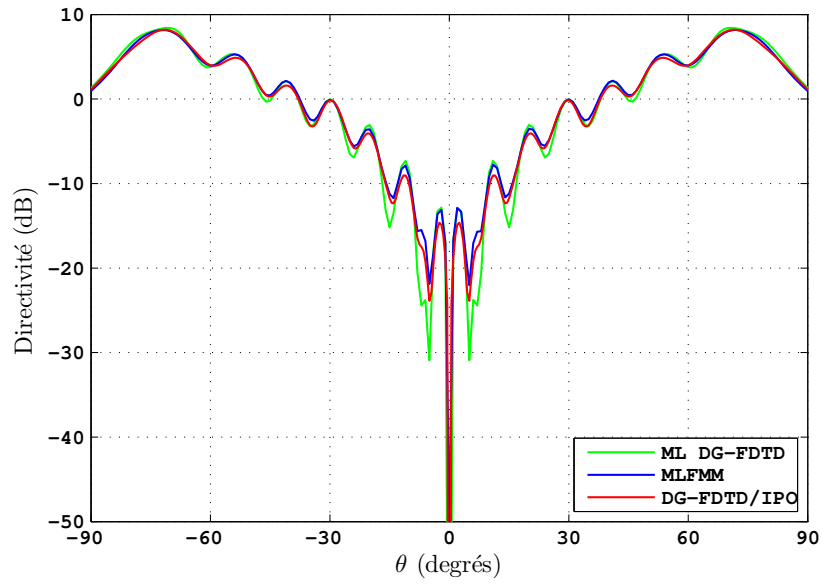
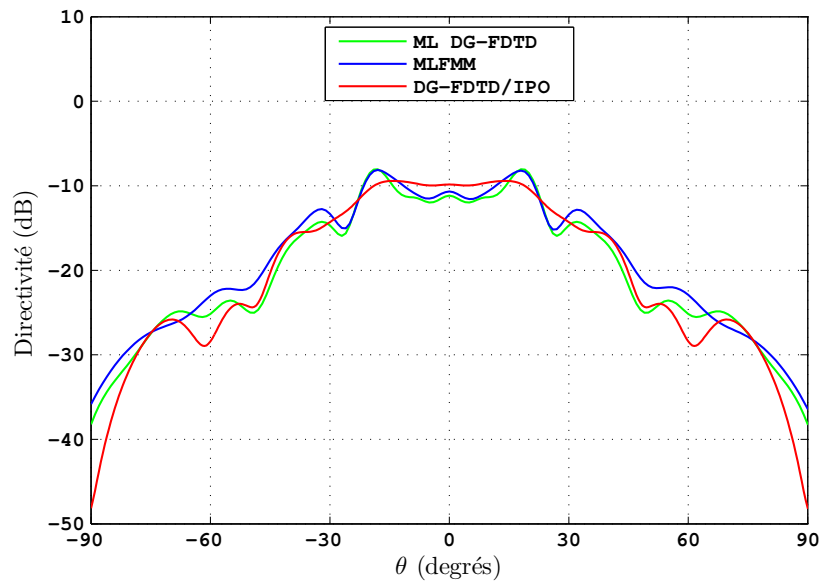
(a)  $E_\theta$  (co-polarisation)(b)  $E_\phi$  (cross-polarisation)FIGURE 3.18 – Champ lointain dans le plan ( $y0z$ ) à 1 GHz pour le scénario de validation.

TABLE 3.2 – Temps de simulation du scénario de validation.

	1 GHz	[0.8; 1] GHz (11 points)
ML DG-FDTD	3h 6 min	<b>3h 7 min</b>
MLFMM (FEKO)	24 min	<b>4h 28 min</b>
DG-FDTD/IPO	14 min	<b>21 min</b>

On observe tout d'abord que la DG-FDTD/IPO se révèle être plus rapide que les deux approches références. Ainsi la simulation DG-FDTD/IPO du scénario de validation à 1 GHz prend 14 minutes contre 21 minutes avec la MLFMM et même 3 heures et 6 minutes avec la ML DG-FDTD. La DG-FDTD/IPO est en outre particulièrement efficace pour la simulation des 11 points de fréquence. Ce résultat indique que la méthode DG-FDTD/IPO, basée sur un schéma hybride mixte, tire avantageusement profit de la caractéristique large bande de la DG-FDTD ainsi que de la rapidité de la simulation IPO.

### 3.3.6 Conclusion de la phase de validation

La DG-FDTD/IPO a été validée sur un scénario canonique d'antenne environnée sur plate-forme. Nous avons ainsi confronté les résultats obtenus en termes de rayonnement avec deux approches rigoureuses : la MLFMM et la ML DG-FDTD. La comparaison précise, à l'aide d'un critère de différence, des résultats DG-FDTD/IPO et MLFMM (simulation FEKO) a en particulier permis de quantifier la précision de la méthode. Nous avons en outre démontré l'efficacité de la DG-FDTD/IPO du point de vue du temps de calcul.

## 3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle méthode hybride basée sur la DG-FDTD et notée DG-FDTD/IPO a été présentée. Cette nouvelle méthode permet d'étendre le domaine d'application de la DG-FDTD présentée au chapitre précédent et ainsi d'envisager la simulation d'antennes environnées sur porteur. La résolution de ce type de problème par la DG-FDTD/IPO s'opère alors en deux simulations successives. La première est dédiée à l'analyse rigoureuse de l'antenne et de son environnement proche par la DG-FDTD. La seconde utilise l'IPO pour prendre en compte efficacement l'effet de la plate-forme sur le rayonnement de l'antenne.

Cette méthode a été validée sur un scénario canonique d'antenne environnée sur plate-forme. Les calculs de champ rayonné effectués à cette occasion ont montré un très bon accord entre la DG-FDTD/IPO et les méthodes références. Cette phase de validation a également mis en lumière l'efficacité, du point de vue temps de calcul, de l'approche pour simuler ce type de scénario.

Le chapitre suivant propose l'exploitation de cette nouvelle méthode pour traiter des problèmes électromagnétiques concrets.



## Chapitre 4

# Application et exploitation de la DG-FDTD/IPO

---

<b>4.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>88</b>
<b>4.2</b>	<b>Calcul du rayonnement</b>	<b>88</b>
4.2.1	Antenne large-bande sur un véhicule	88
4.2.2	Activité “benchmarking” SoftLab	100
<b>4.3</b>	<b>Exploitation de la DG-FDTD/IPO pour l’analyse du rayonnement d’une antenne sur structure</b>	<b>108</b>
4.3.1	Introduction	108
4.3.2	Présentation de la démarche	108
4.3.3	Analyse approfondie du rayonnement	109
4.3.4	Conclusion sur le cas d’exploitation	113
<b>4.4</b>	<b>Conclusion du chapitre</b>	<b>114</b>

---



## 4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, la méthode DG-FDTD/IPO a été introduite puis validée sur un exemple canonique. Ce chapitre présente l'application de cette méthode à la simulation de trois scénarios d'antenne environnée sur porteur. Les objectifs de ce chapitre sont multiples :

- comparer les performances de la méthode par rapport à différents outils commerciaux pour des configurations réalistes,
- montrer les possibilités offertes par la méthode en termes de calcul de rayonnement et d'analyse du champ rayonné,
- évaluer les avantages et les limitations de cette méthode.

Dans la première partie de ce chapitre, la DG-FDTD/IPO est appliquée au calcul du champ lointain rayonné dans deux scénarios différents. La seconde partie exploite quant à elle la méthode pour analyser le rayonnement électromagnétique d'une antenne en présence de son environnement opérationnel complet.

## 4.2 Calcul du rayonnement

Ce paragraphe rassemble deux études visant à calculer, avec la DG-FDTD/IPO, le champ rayonné par une antenne environnée et positionnée sur une plate-forme de dimensions importantes.

### 4.2.1 Antenne large-bande sur un véhicule

L'objectif de la première étude est de comparer la DG-FDTD/IPO avec la MLFMM du logiciel FEKO, sur un scénario d'antenne environnée sur porteur de taille réaliste. Le cas d'application retenu pour cette étude correspond à une antenne large-bande positionnée à proximité d'une boîte métallique et installée sur une structure décrivant un véhicule (Figure 4.1). L'étude consiste à calculer le diagramme de rayonnement de l'antenne dans son environnement d'intégration complet sur la bande [5 ; 9,5]GHz.

Afin de consolider la comparaison entre les résultats DG-FDTD/IPO et MLFMM de FEKO sur le scénario complet, une phase de simulations préliminaires est réalisée. Ainsi, l'antenne est tout d'abord simulée seule puis en présence de son environnement proche.

#### 4.2.1.1 Simulations préliminaires

##### Antenne seule (sur un plan de masse infini)

Ce paragraphe entend comparer les modélisations de l'antenne utilisées dans les simulations DG-FDTD/IPO et MLFMM du problème global. L'antenne seule est ainsi analysée sur un plan de masse infini avec la FDTD et la MoM. Notons qu'ici les faibles dimensions électriques de la structure à simuler permettent d'utiliser la MoM sans l'algorithme MLFMA (donnant la MLFMM).

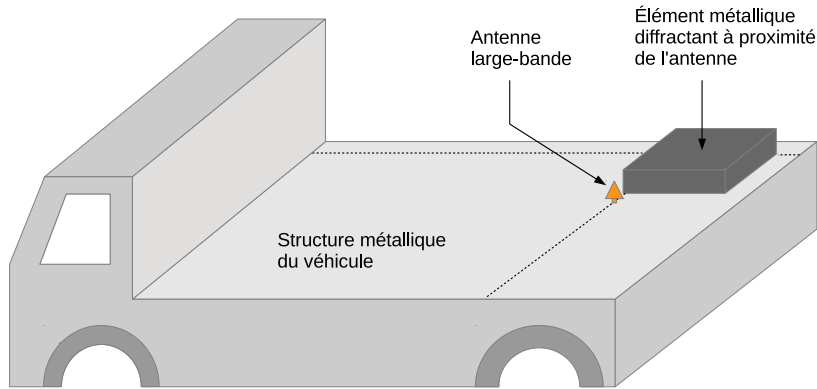


FIGURE 4.1 – Antenne large-bande installée sur un véhicule.

L'antenne considérée dans ce problème est un monopôle planaire ultra large-bande, couramment appelée antenne diamant. La géométrie de cette antenne, rappelée sur la Figure 4.2, intègre des éléments obliques. Afin de modéliser correctement cette antenne dans un maillage FDTD cartésien, il est donc nécessaire d'adopter une résolution spatiale très fine. Les travaux présentés dans [8, 92], préconisent un maillage en  $\frac{\lambda_{7GHz}}{140} = \frac{\lambda_{9,5GHz}}{105}$ . La simulation FDTD de l'antenne seule présentée dans ce paragraphe suit cette préconisation. La simulation MoM (FEKO) de l'antenne se base quant à elle sur un maillage fin en  $\frac{\lambda_{9,5GHz}}{25}$ .

Comme décrit sur le schéma de la Figure 4.2, la simulation FDTD considère un port d'excitation localisé (générateur de tension d'impédance 50  $\Omega$ ). Ce port d'excitation est défini sur l'arête FDTD au centre du pied de l'antenne. La modélisation de l'alimentation de l'antenne sous FEKO utilise quant à elle un port d'excitation localisé à la jonction entre le plan de masse et le pied de l'antenne.

Afin de comparer les représentations FDTD et MoM (sous FEKO) de l'antenne qui viennent d'être présentées, on simule dans un premier temps le coefficient de réflexion de l'antenne isolée sur la bande [1 ; 13] GHz. La Figure 4.3 compare les résultats obtenus par les deux approches. Quelle que soit la méthode utilisée, les résultats montrent que l'antenne présente un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur la bande [5 ; 9,5] GHz. Ce résultat justifie son caractère large-bande. La comparaison des deux approches indique qu'il existe un écart non négligeable entre les deux modélisations à partir de 4,5 GHz.

On s'intéresse à présent à la simulation du champ lointain. La Figure 4.4 compare, dans les plans ( $x0z$ ) et ( $y0z$ ) à 5 et 9,5 GHz, les diagrammes de rayonnement obtenus à partir des modélisations FDTD et MoM. On constate tout d'abord un très bon accord entre les deux modélisations en bas de bande ( $f = 5$  GHz). En revanche, à 9,5 GHz, un léger écart de directivité apparaît pour des directions autour de  $|\theta| = 30^\circ$ . On note un écart d'environ 2 dB dans le plan ( $x0z$ ) et de 1,5 dB dans le plan ( $y0z$ ).

Par conséquent, bien que les modélisations FDTD et MoM de l'élément rayonnant présentent un bon accord, il existe néanmoins des écarts qui se manifestent principalement en

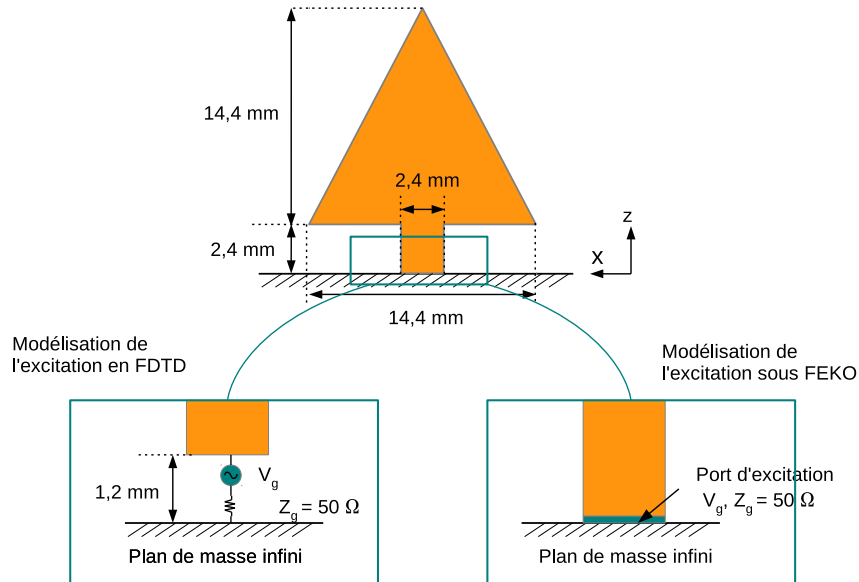


FIGURE 4.2 – Antenne diamant.

haut de bande. Les écarts observés peuvent être attribués aux différences portant sur la modélisation de l'excitation et la description géométrique de l'antenne.

### Environnement proche

L'antenne est positionnée à proximité d'un élément métallique diffractant de forme parallélépipédique (Figure 4.5). Cet élément, de par ses dimensions électriques ( $7,8 \lambda \times 5,3 \lambda \times 4,56 \lambda$  à 9,5 GHz), représente déjà un objet diffractant de dimensions relativement importantes. Néanmoins, sa proximité par rapport à l'antenne impose une modélisation rigoureuse de cette partie du problème complet. Dans l'optique de la simulation DG-FDTD/IPO du problème complet, ce sous-domaine doit donc être analysé par la DG-FDTD. Les résultats obtenus dans le chapitre 2 en termes de "plus grand domaine simulable par la DG-FDTD" indique que, bien que de dimensions électriques importantes ( $9,15 \lambda \times 7,12 \lambda \times 5,33 \lambda$  à 9,5 GHz), ce sous-domaine est analysable par la DG-FDTD.

Toujours dans l'objectif de consolider les résultats DG-FDTD/IPO et MLFMM, deux simulations intermédiaires de l'antenne en présence de son environnement proche sont mises en place. La première est effectuée avec la DG-FDTD tandis que l'on a recours à la MLFMM pour la seconde. La simulation DG-FDTD se décline en deux étapes comme illustré sur la Figure 4.6. Une simulation FDTD fine de l'antenne seule, identique à celle décrite précédemment, est tout d'abord réalisée. Ensuite, une seconde simulation utilisant un maillage relâché ( $\frac{\lambda_{9,5GHz}}{26,25}$ ) est considérée afin de simuler l'antenne en présence de son environnement proche. La simulation MLFMM se base quant à elle sur un maillage fin ( $\frac{\lambda_{9,5GHz}}{25}$ ) de l'antenne et de l'élément diffractant.

La Figure 4.7 compare les diagrammes de rayonnement obtenus avec la DG-FDTD et la MLFMM. Ces diagrammes montrent une très bonne correspondance pour  $f = 5$  GHz. En

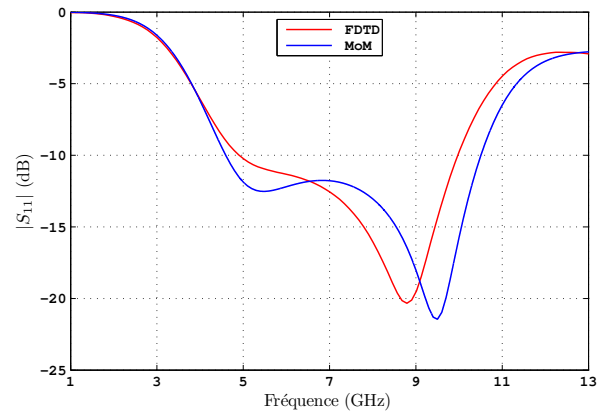
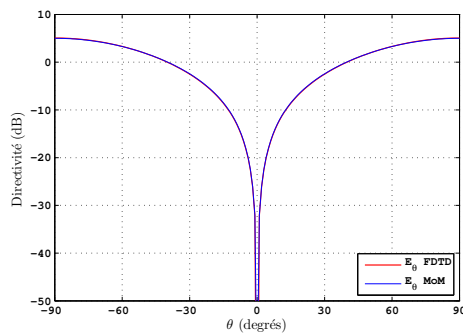
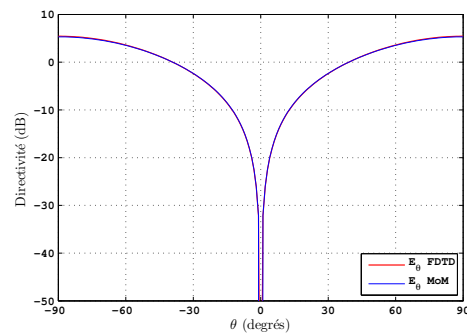
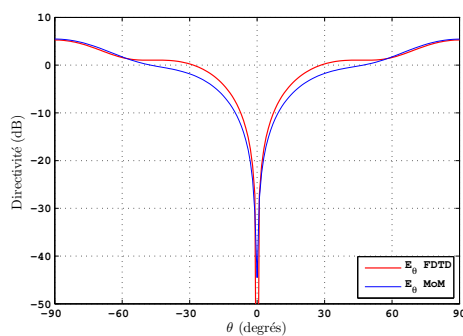
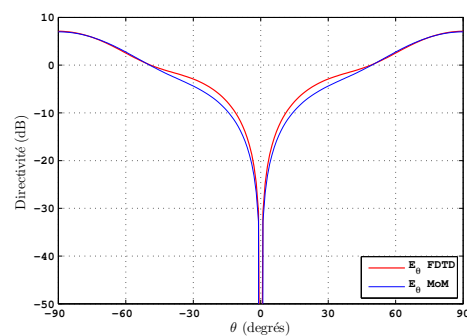


FIGURE 4.3 – Comparaison du coefficient de réflexion simulé par la FDTD et FEKO.

(a) Plan ( $x0z$ ),  $f = 5$  GHz.(b) Plan ( $y0z$ ),  $f = 5$  GHz.(c) Plan ( $x0z$ ),  $f = 9,5$  GHz.(d) Plan ( $y0z$ ),  $f = 9,5$  GHz.FIGURE 4.4 – Comparaison des diagrammes de directivité FDTD et MoM de l'antenne diamant dans les plans ( $x0z$ ) et ( $y0z$ ), et pour les fréquences  $f = 5$  GHz et  $f = 9,5$  GHz.

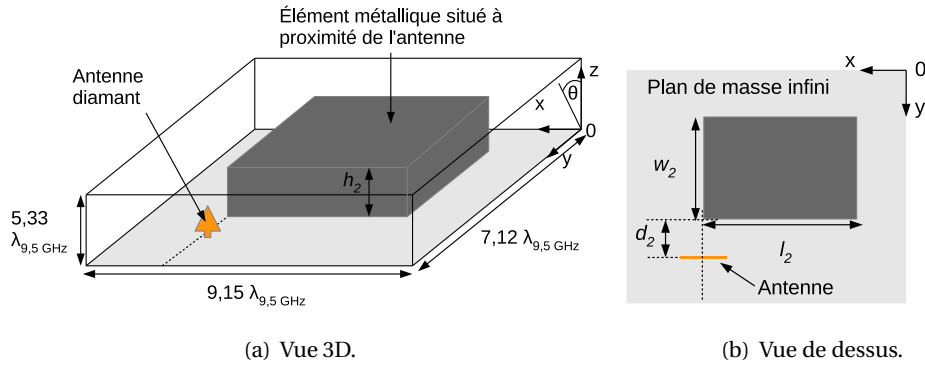


FIGURE 4.5 – Environnement proche de l'antenne diamant.  $l_2 = 246 \text{ mm}$  ;  $w_2 = 168 \text{ mm}$  ;  $h_2 = 144 \text{ mm}$  ;  $d_2 = 25,2 \text{ mm}$ .

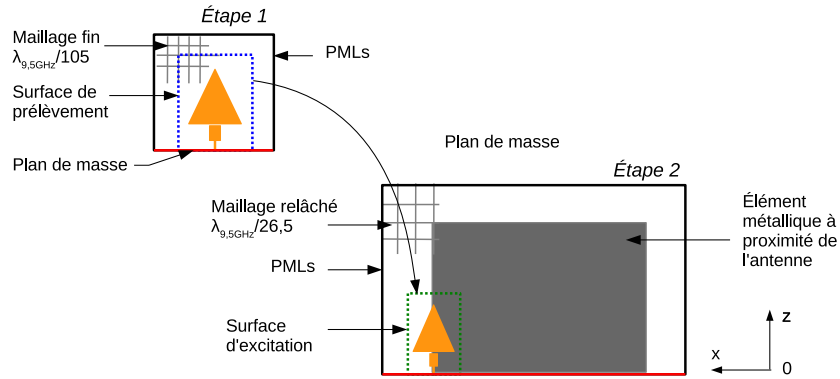


FIGURE 4.6 – Simulation de l'environnement proche avec la DG-FDTD.

revanche, en haut de bande on voit apparaître un écart de directivité de l'ordre de 2 dB dans le plan ( $x0z$ ) et de 1,5 dB dans le plan ( $y0z$ ). Cette observation rejoint celle déjà faite lors du paragraphe précédent sur l'antenne seule.

La comparaison des résultats sur ces simulations intermédiaires indique qu'il existe, principalement en haut de bande, de légères différences entre les modélisations DG-FDTD et MLFMM de l'antenne en présence de son environnement proche. De plus, on peut raisonnablement penser que les écarts entre les modélisations proviennent des différences de représentation de l'élément rayonnant.

#### 4.2.1.2 Comparaison de la DG-FDTD/IPO avec la MLFMM sur le scénario complet

Cette fois, nous considérons le problème complet décrit sur la figure 4.8, à savoir l'antenne environnée positionnée sur le véhicule. Avant de comparer les résultats de champ rayonné obtenus par les deux approches, on s'intéresse tout d'abord à leur mise en œuvre.

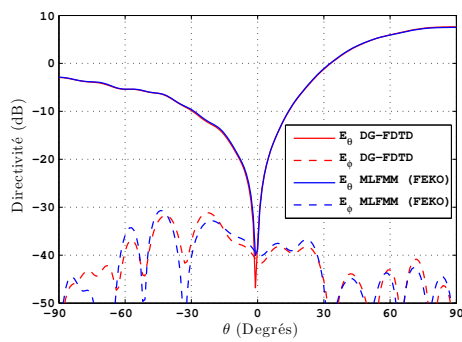
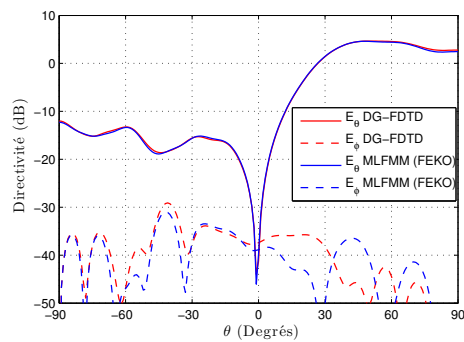
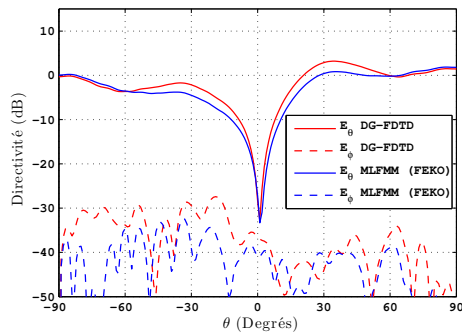
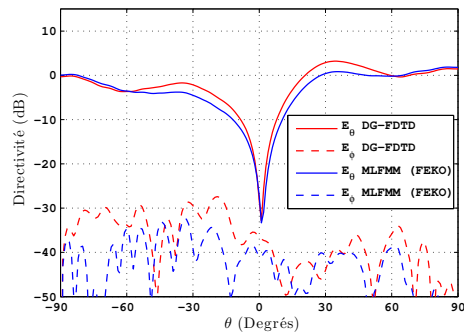
(a) Plan  $(x0z)$ ,  $f = 5$  GHz.(b) Plan  $(y0z)$ ,  $f = 5$  GHz.(c) Plan  $(x0z)$ ,  $f = 9,5$  GHz.(d) Plan  $(y0z)$ ,  $f = 9,5$  GHz.

FIGURE 4.7 – Comparaison des diagrammes de directivité FDTD et MLFMM de l'antenne avec son environnement proche dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ , et pour les fréquences  $f = 5$  GHz et  $f = 9,5$  GHz.

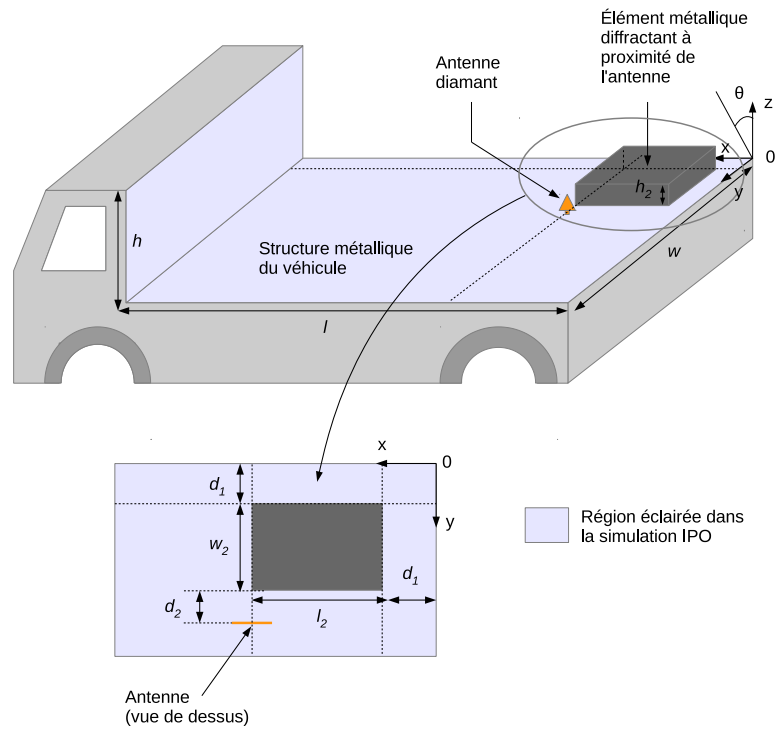


FIGURE 4.8 – Antenne large-bande environnée positionnée sur un véhicule.  $l = 1728$  mm ;  $w = 1584$  mm ;  $h = 1008$  mm ;  $l_2 = 246$  mm ;  $w_2 = 168$  mm ;  $h_2 = 144$  mm ;  $d_1 = 78$  mm ;  $d_2 = 25,2$  mm.

### Simulation DG-FDTD/IPO du problème

La simulation DG-FDTD/IPO de ce problème est décomposée en deux simulations comme présenté dans le chapitre précédent sur la Figure 3.2. Tout d'abord une simulation DG-FDTD est utilisée pour caractériser l'antenne en présence de son environnement proche. Cette simulation ne diffère de la simulation DG-FDTD présentée au paragraphe précédent que par l'introduction d'une surface de Huygens englobant l'antenne et l'élément métallique situé à proximité. La simulation DG-FDTD est suivie par une simulation IPO permettant de prendre en compte l'influence de la structure métallique du véhicule sur le rayonnement de l'antenne. La structure métallique est modélisée en adoptant un maillage carré grossier ( $\frac{\lambda_{9,5GHz}}{4,4}$ ) conduisant à environ 19 points d'intégration par surface élémentaire de  $\lambda_{9,5GHz}^2$ . Ce niveau de maillage correspond à la résolution la plus grossière évoquée au chapitre 3.

Cette simulation IPO amène deux précisions. Tout d'abord, de par la gestion des visibilité introduite dans les équations 3.1 et 3.3 (cf. paragraphe 3.2.3), la structure considérée dans l'IPO se résume à la partie en bleu clair sur la Figure 4.8. Cette portion de structure possède tout de même des dimensions électriques importantes d'environ  $55 \lambda_0 \times 50 \lambda_0 \times 32 \lambda_0$  à 9,5 GHz.

Ensuite, la simulation IPO réalisée ici ne considère qu'une seule itération ( $N = 1$ ). Ce choix est motivé par l'étude préliminaire réalisée lors de la simulation du scénario de validation (cf. paragraphe 3.3.4). En effet, cette étude a montré, sur une structure diédrique similaire à celle considérée ici, qu'une seule itération IPO est suffisante pour atteindre un bon niveau de convergence sur le champ lointain.

### Simulation MLFMM du problème

La simulation MLFMM (FEKO) du problème complet sur notre machine<sup>1</sup> de calcul nécessite une paramétrisation adaptée. Ainsi, un préconditionneur itératif de type **SPAI**<sup>2</sup> est utilisé afin de réduire les ressources mémoire nécessaires. De plus, à l'exception de l'antenne qui est maillée finement ( $\lambda_{9,5GHz}/20$ ), le problème est modélisé en adoptant un maillage grossier ( $\lambda_{9,5GHz}/8$ ). Au final, la structure étudiée contient tout de même 1 324 360 facettes.

### Résultats numériques : calcul du rayonnement à 9,5 GHz

Les résultats du calcul DG-FDTD/IPO du champ rayonné à 9,5 GHz par l'antenne positionnée sur le véhicule, sont comparés aux résultats MLFMM du logiciel FEKO (Figure 4.9).

Afin de quantifier l'écart entre la DG-FDTD/IPO et la MLFMM on reprend le critère de différence  $\epsilon$  défini lors de la simulation du scénario de validation, à savoir :

$$\epsilon = \frac{\sum_{i=1}^{N_\theta} |X(\theta_i) - X_{ref}(\theta_i)|}{N_\theta |\max_i [X_{ref}(\theta_i)]|} \quad (4.1)$$

1. Station de Travail Dell precision T5500. Processeur : Intel Xeon GenuineIntel family E5645 (un seul coeur utilisé sur les six disponibles) cadencés à 2,4 GHz. Mémoire vive : 48 Go RAM

2. SParse Approximate Inverse



où  $X$  représente la composante complexe  $E_\theta$  ou  $E_\phi$  du champ lointain,  $\theta_i = (-90 + 0.5 * (i - 1))^\circ$ , et  $N_\theta = 361$ . Notons que le nombre de points  $\theta_i$  a doublé par rapport au chapitre précédent afin de suivre les oscillations rapides rencontrées à 9,5 GHz.

Le tableau 4.1 rapporte les différences  $\epsilon$  observées sur les composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  du champ lointain. On rappelle ici que les composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  représentent respectivement la CO-polarisation et la CROSS-polarisation dans ce problème. Les résultats sur la CO-polarisation (lignes pleines sur les Figures 4.9(a) et 4.9(b) montrent un bon accord. En effet, dans le plan  $(x0z)$ , on relève une erreur de seulement 5,93% entre la méthode hybride proposée et la MLFMM. Cette erreur est même réduite à 0,825% dans le plan  $(y0z)$ . On peut penser que les écarts obtenus sur cette composante ont en partie pour origine la différence de représentation de l'élément rayonnant et de son excitation au sein des deux simulations. En effet, l'écart de directivité observé sur ces diagrammes (de l'ordre de 1,8 dB dans le plan  $(x0z)$  et de 1,2 dB dans le plan  $(y0z)$ ) est très similaire à celui déjà observé lors des simulations préliminaires de l'antenne avec son environnement proche (Figures 4.7(c) et 4.7(d)).

La comparaison de la CROSS-polarisation montre des différences plus importantes (de l'ordre de 10% environ). Cependant, deux raisons peuvent être avancées pour expliquer les différences obtenues sur cette composante. Tout d'abord, l'antenne et surtout son environnement proche ne sont pas redécrits dans la simulation IPO. Or, les couplages entre la structure métallique représentant le véhicule et la boîte métallique située à proximité de l'antenne peuvent contribuer de façon significative à la CROSS-polarisation. Ensuite, l'IPO utilisée dans l'approche hybride proposée ne prend pas en compte les phénomènes de diffraction. On sait pourtant que ces phénomènes peuvent avoir un rôle important sur la CROSS-polarisation.

Finalement, ceci démontre que la DG-FDTD/IPO permet de modéliser précisément un scénario d'antenne environnée sur porteur de dimensions réalistes.

La comparaison des temps de calcul nécessaires à la simulation de ce scénario indique que la méthode DG-FDTD/IPO est sensiblement plus rapide que la méthode MLFMM. Pour un point de fréquence, on passe de 7h 55 min avec la MLFMM à 3h 19 min avec la DG-FDTD/IPO (Tableau 4.2). Cet avantage en termes de temps de calcul s'accroît lors d'analyses large-bande. Afin d'illustrer cet aspect, la structure est simulée sur la bande [6 ; 9,5] GHz en prenant un pas fréquentiel de 100 MHz. Les temps de calculs DG-FDTD/IPO et MLFMM associés à cette simulation sont indiqués dans le tableau 4.2. Ici la DG-FDTD/IPO demande 13h 44 min de calcul contre 9 jours et 19 heures pour la MLFMM soit un environ un facteur 8 de réduction du temps de calcul. Ces résultats montrent clairement l'efficacité de la méthode hybride proposée pour réaliser des analyses large-bande. En fait, plus la largeur de la bande d'analyse est importante et plus la DG-FDTD/IPO devient attractive. Comme indiqué dans le paragraphe 3.3.5.2 du chapitre précédent, la propriété large-bande de la méthode est à la fois liée à la caractéristique large-bande de la DG-FDTD et à la rapidité de la simulation IPO.

#### 4.2.1.3 Exemple d'application : le placement d'antenne.

Les résultats présentés dans le paragraphe précédent ont montré que la DG-FDTD/IPO représente un moyen efficace de simuler de façon précise une antenne environnée positionnée sur un porteur métallique de grandes dimensions. Ce paragraphe entend montrer que

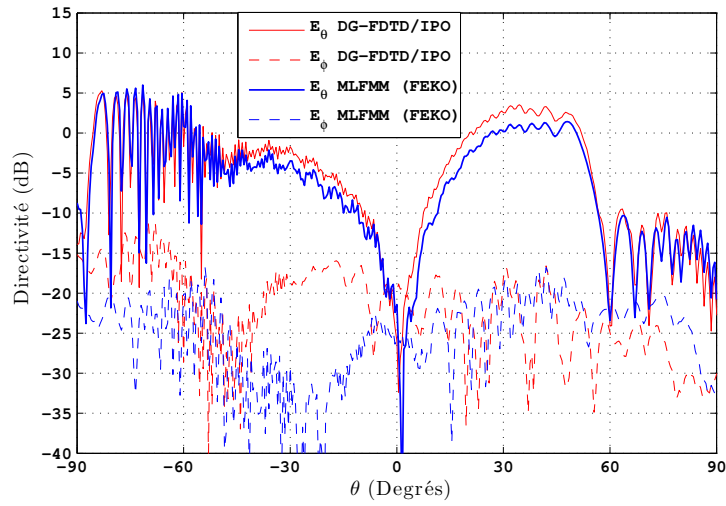
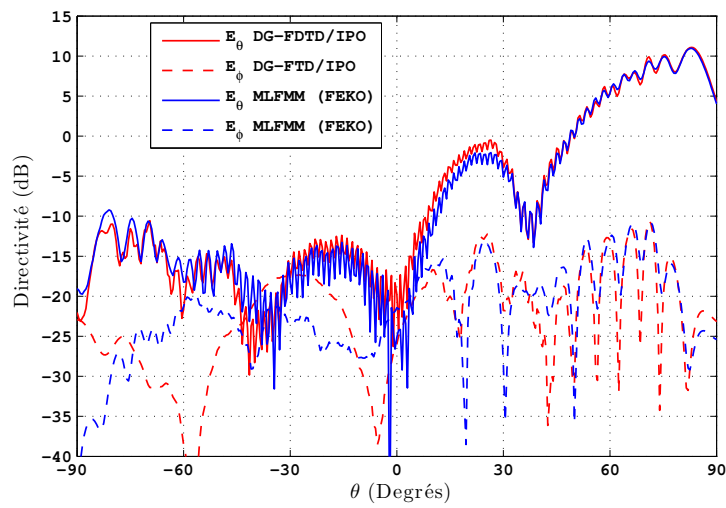
(a) Plan  $(x_0z)$ ,  $f = 9,5$  GHz.(b) Plan  $(y_0z)$ ,  $f = 9,5$  GHz.FIGURE 4.9 – Comparaison des diagrammes de directivité DG-FDTD/IPO et MLFMM de l'antenne sur le véhicule, dans les plans  $(x_0z)$  et  $(y_0z)$ , à  $f = 9,5$  GHz.

TABLE 4.1 – Différence  $\epsilon$  (%) calculée sur le champ lointain rayonné

	(x0z) plane		(y0z) plane	
	$E_\theta$	$E_\phi$	$E_\theta$	$E_\phi$
MLFMM	-	-	-	-
DG-FDTD/IPO	5,93	14,37	0,825	7,60

TABLE 4.2 – Temps de simulation associés aux simulations DG-FDTD/IPO et MLFMM.

	Diagramme de Rayonnement à 9,5 GHz	Simulation sur la bande [6;9,5] GHz (pas fréquentiel : 100 MHz) ;
	<b>7h 55 min</b>	<b>9j 19 h</b>
MLFMM (FEKO)		
	<b>3h 19 min</b>	<b>13h 44 min</b>
DG-FDTD/IPO	DG-FDTD : 2h 56 min IPO : 23 min	DG-FDTD : 2h 56 min IPO : 10h 48min

la DG-FDTD/IPO peut être utile pour optimiser rapidement le placement d'une antenne sur un porteur. Afin d'illustrer ce point, on calcule le diagramme de rayonnement associé à trois positions différentes de l'antenne (avec son environnement proche) sur la structure représentant le véhicule. Les trois positions étudiées sont indiquées sur la Figure 4.10.

Les diagrammes de rayonnement obtenus pour ces trois positions, dans le plan (x0z), sont présentés sur la Figure 4.11. On peut remarquer que le déplacement de l'antenne vers la partie verticale (position 2) renforce les phénomènes de masquage et d'oscillations.

Les temps de calcul nécessaires à l'analyse des trois positions par la DG-FDTD/IPO et la MLFMM (FEKO) sont comparés dans le tableau 4.3. Ces résultats indiquent que la méthode DG-FDTD/IPO permet de réduire significativement le temps de calcul nécessaire à l'analyse de différentes positions de l'antenne sur la structure. Cet avantage réside essentiellement dans la possibilité de réutiliser la simulation DG-FDTD du monopôle avec l'élément parallélépipédique. Ainsi, une fois que l'antenne et son environnement proche ont été simulés, on obtient le diagramme de rayonnement pour chaque nouvelle position en relançant uniquement une simulation IPO.

#### 4.2.1.4 Conclusion.

Ce premier cas test a confronté la DG-FDTD/IPO avec la MLFMM de FEKO sur un scénario d'antenne environnée sur porteur de dimensions réalistes.

La comparaison des résultats de champ lointain obtenus montre globalement un bon accord entre les deux méthodes. L'observation plus précise de ces résultats indique que la méthode proposée offre principalement une bonne estimation de la CO-polarisation. La modélisation de la CROSS-polarisation souffre quant à elle des hypothèses simplificatrices utilisées dans l'IPO (phénomènes de diffraction par exemple). Notons que l'utilisation d'un critère de

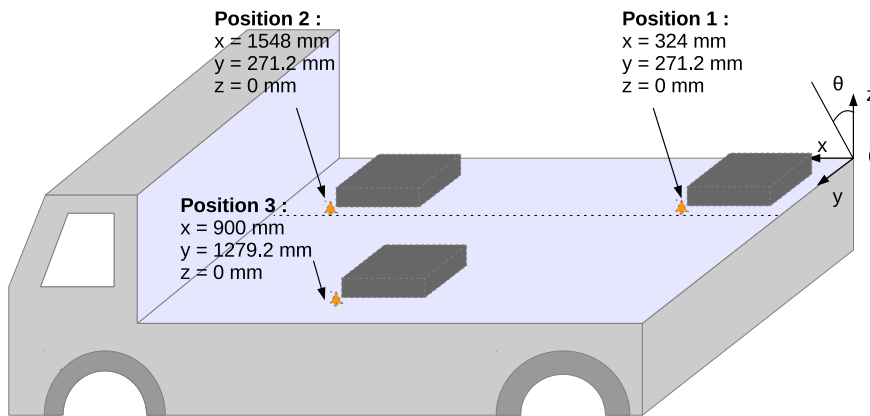


FIGURE 4.10 – Trois positions envisagées lors de l'étude du placement de l'antenne. Les coordonnées correspondent au pied de l'antenne.

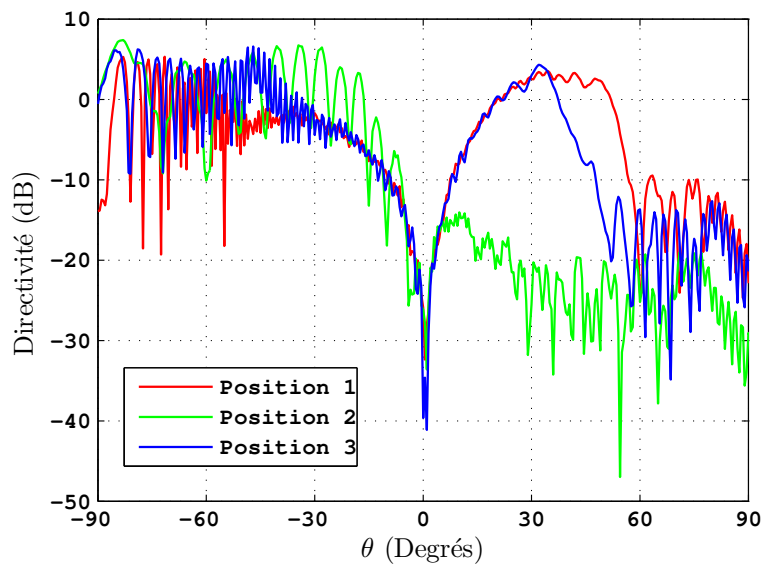


FIGURE 4.11 – Diagramme de rayonnement de la composante  $E_\theta$ , dans le plan  $(xOz)$ , pour les trois positions.

différence lors de la comparaison des résultats a permis de quantifier le niveau de précision que l'on peut attendre de la DG-FDTD/IPO.

Cette étude a en outre mis en lumière les capacités large-bande de la DG-FDTD/IPO. Par rapport à la MLFMM, la méthode proposée permet ainsi de réduire significativement les temps de calcul des simulations large bande.

Enfin, un exemple d'application exploitant les points forts de la méthode (bonne pré-

TABLE 4.3 – Temps de simulation associés à l’optimisation du placement de l’antenne.

	Simulation d’une seule position	Simulation des 3 positions
MLFMM (FEKO)	<b>7h 55 min</b>	<b>23h 45 min</b>
DG-FDTD/IPO	<b>3h 19 min</b>	<b>4h 06 min</b>
	-DG-FDTD : 2h 56 min	-DG-FDTD : 2h 56 min
	-IPO : 23 min	-IPO : 1h 10 min

cision, possibilité de réutiliser la simulation DG-FDTD, rapidité de la simulation IPO) a été proposé : le placement d’antenne.

Le prochain scénario proposé dans ce paragraphe s’intègre dans le cadre d’un “benchmarking” européen de logiciel de modélisation d’antennes.

## 4.2.2 Activité “benchmarking” SoftLab

### 4.2.2.1 Contexte de l’étude

Au sein de l’association EurAAP<sup>3</sup> [110], le groupe “Software” [111] est entre autres chargé d’organiser un “benchmarking” annuel au cours duquel des logiciels de modélisation d’antennes et de propagation sont comparés sur des cas tests. Cette activité donne lieu à une session spéciale lors de la conférence EuCAP<sup>4</sup> durant laquelle les résultats sont présentés.

Dans le cadre de cette activité annuelle de “benchmarking”, nous avons proposé un cas test d’antenne large-bande environnée sur porteur (Figure 4.12). Ce cas test d’aspect canonique a été sélectionné compte tenu de sa capacité à rassembler différentes contraintes rencontrées lors de la simulation d’antenne sur porteur (environnement proche complexe, structure métallique impliquant plusieurs réflexions, analyse large-bande, etc.). Il sera présenté plus en détail dans le paragraphe suivant.

Le cas test proposé a finalement été simulé par cinq participants. On précise ci-dessous le nom de ces participants ainsi la méthode utilisée par chacun d’entre eux :

- L’**IEETR** avec la DG-FDTD/IPO (méthode hybride temporelle-fréquentielle combinant la DG-FDTD et l’IPO),
- **EM Software & Systems** [21] avec la MLFMM implantée dans son logiciel FEKO (méthode fréquentielle basée sur la MoM),
- **WIPL-D d.o.o.** [112] avec le logiciel WIPL-D Pro (méthode fréquentielle basée sur la MoM),
- **CST** [113] avec le logiciel CST Microwave Studio (méthode temporelle),

3. European Association on Antennas and Propagation.

4. European Conference on Antennas and Propagation.

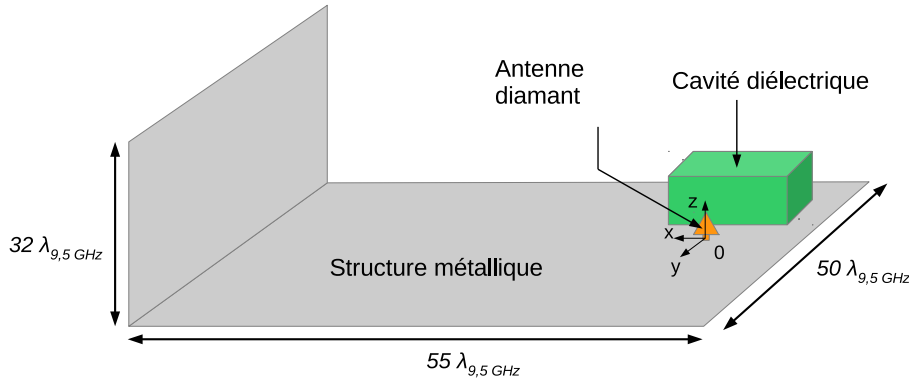


FIGURE 4.12 – Schéma du cas test proposé pour le benchmarking.

- **ANSYS** [114] avec la méthode FE-BI du logiciel HFSS (méthode fréquentielle hybride surfacique-volumique (cf. paragraphe 1.3.2.4)).

Notons qu'à l'exception de la DG-FDTD/IPO, toutes les méthodes comparées dans le cadre de ce "benchmarking" utilisent des approches rigoureuses. De plus, on peut remarquer que les approches proposées ici couvrent différentes familles de méthodes rigoureuses présentées au chapitre 1.

Chaque participant a analysé la structure sur la bande  $[4 ; 9,5]$  GHz avec un pas de 500 MHz et a fourni les diagrammes de rayonnement dans deux plans orthogonaux (plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ ).

#### 4.2.2.2 Présentation du cas d'étude

Le cas test proposé pour ce "benchmarking" est schématisé sur la Figure 4.12. Il se compose d'une antenne large-bande positionnée à proximité d'une cavité diélectrique et placée sur une structure métallique de grandes dimensions ( $55 \lambda \times 50 \lambda \times 32 \lambda$  à 9,5 GHz). La géométrie de ce scénario est précisée sur les Figures 4.13(a) et 4.13(b). L'antenne large-bande utilisée ici est une antenne diamant, identique à celle utilisée dans le scénario précédent (cf. paragraphe 4.2.1.1). La géométrie de la cavité diélectrique située à proximité de l'antenne est précisée sur les Figures 4.14(a) et 4.14(b). Cette cavité correspond à un bloc diélectrique creux de faible permittivité (matériau A,  $\epsilon_r = 4$ ), à l'intérieur duquel est placé un parallélépipède diélectrique de forte permittivité (matériau B,  $\epsilon_r = 10$ ).

#### 4.2.2.3 Mise en œuvre de la simulation

La Figure 4.15 présente le schéma de décomposition DG-FDTD/IPO utilisé pour simuler ce cas test. Comme expliqué dans le chapitre précédent, la simulation du problème complet est scindée en deux simulations exécutées de manière successive. Dans un premier temps, la DG-FDTD est employée pour simuler l'antenne diamant en présence de la cavité diélectrique. Cette simulation est effectuée en deux étapes. Une première correspondant à la simu-

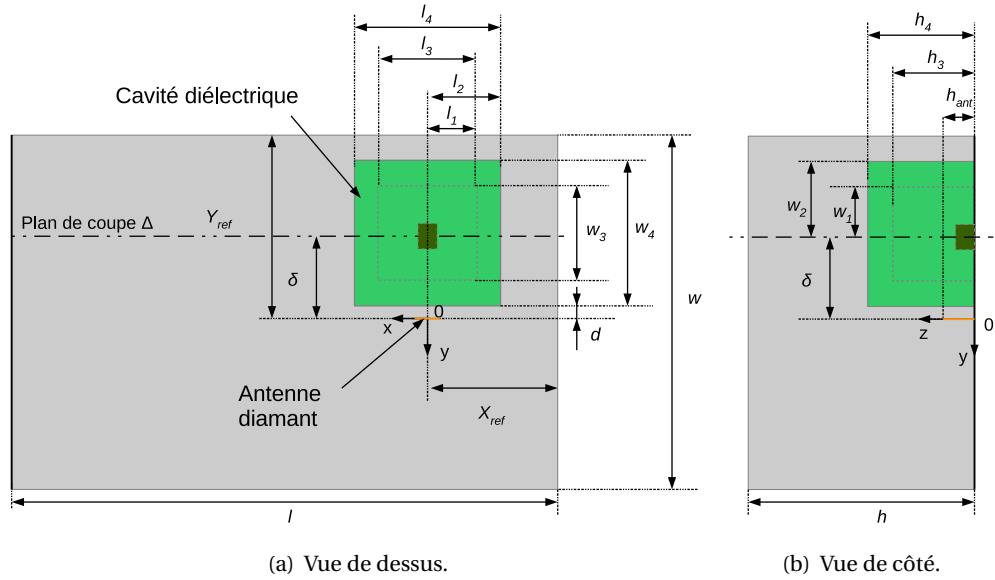


FIGURE 4.13 – Géométrie du cas test utilisé pour le "benchmarking".  $l = 1728$ ;  $w = 1584$ ;  $h = 1008$  mm;  $l_1 = 54$ ;  $l_2 = 70,8$ ;  $l_3 = 108$ ;  $l_4 = 141,6$ ;  $w_1 = 78$ ;  $w_2 = 94,8$ ;  $w_3 = 156$ ;  $w_4 = 189,6$ ;  $h_3 = 96$ ;  $h_4 = 112,8$ ;  $h_{ant} = 16,8$ ;  $d = 22,8$ ;  $\delta = 117,6$ ;  $X_{ref} = 147,6$ ;  $Y_{ref} = 289,2$  (dimensions en mm).

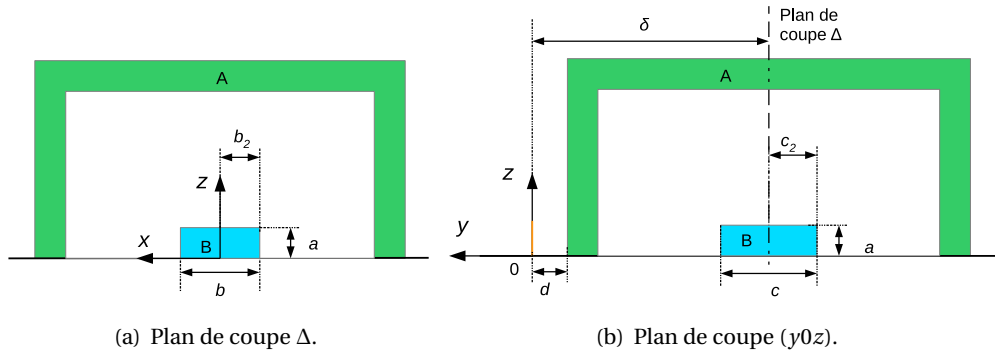


FIGURE 4.14 – Zoom sur la cavité diélectrique.  $a = 17,2$  mm;  $b = 14,4$  mm;  $b_2 = 7,2$  mm;  $c = 19,2$  mm;  $c_2 = 9,6$  mm. Matériau A :  $\epsilon_r = 3$ ; matériau B :  $\epsilon_r = 10$ .

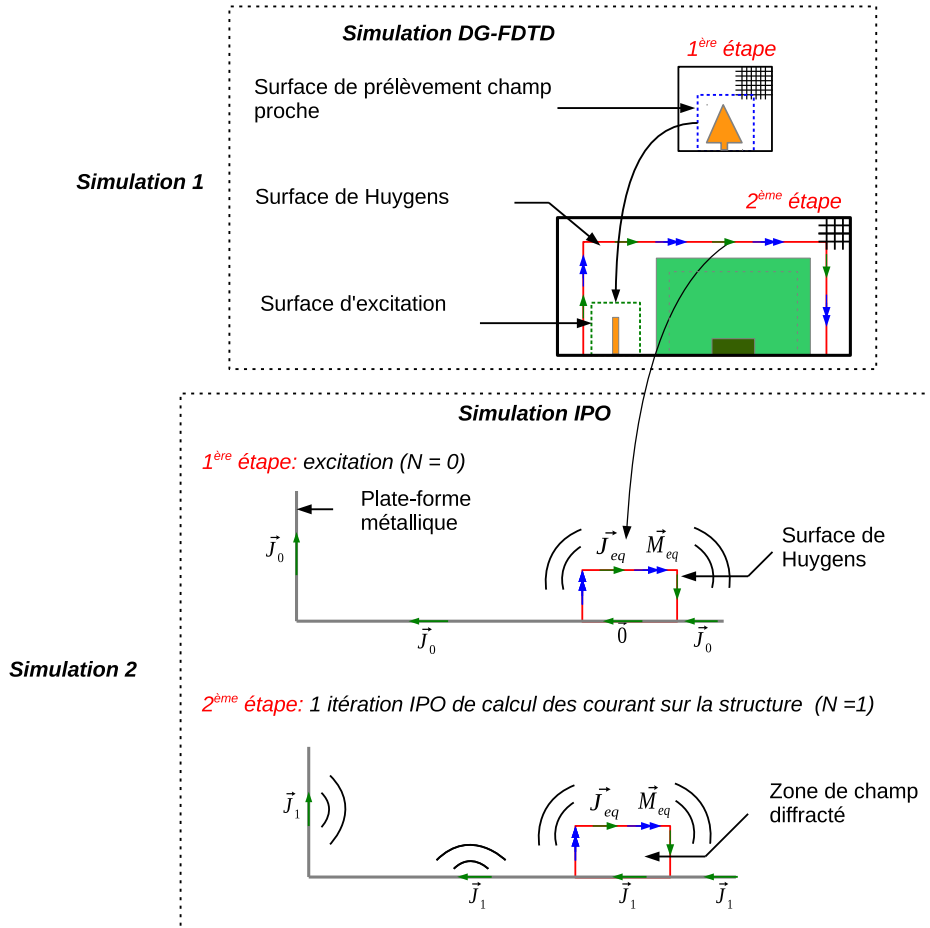


FIGURE 4.15 – Schéma de décomposition de la simulation DG-FDTD/IPO du cas test.

lation fine (maillage en  $\frac{\lambda_{9,5GHz}}{105}$ ) de l'antenne diamant isolée puis une seconde correspondant cette fois à la simulation grossière (maillage en  $\frac{\lambda_{9,5GHz}}{26,25}$ ) de l'antenne en présence de la cavité diélectrique sur un plan de masse infini.

La simulation IPO, permettant de prendre en compte l'effet de la structure métallique, débute une fois terminée la simulation de l'antenne en présence de la cavité. Cette simulation se déroule également en deux étapes comme indiqué sur le schéma de la Figure 4.15. Notons qu'une seule itération est utilisée lors de la simulation IPO. De même que pour le précédent cas d'étude, on justifie ce choix par les résultats de l'étude de convergence menée sur la structure dihédrique du scénario de validation au chapitre précédent (cf. paragraphe 3.3.4).

Pour ne pas alourdir le manuscrit, la mise œuvre des méthodes des quatre autres participants ne sera pas détaillée ici. Pour plus de précisions à ce sujet, le lecteur pourra consulter les rapports des différents participants sur le site internet du groupe de travail "Software" de l'association EurAAP [115].



#### 4.2.2.4 Synthèse des résultats obtenus

Ce paragraphe présente la synthèse des résultats obtenus à l'issue du "benchmarking" entre les cinq participants. L'ensemble des résultats n'est pas montré de manière à ne pas alourdir le manuscrit. Aussi, seuls les diagrammes de rayonnement en bas de bande (4,5 GHz), milieu de bande (6,5 GHz) et haut de bande (9,5 GHz), correspondant respectivement aux Figures 4.16, 4.17 et 4.18, sont présentés ici. Pour chaque point de fréquence, on compare les résultats en CO-polarisation (composante  $E_\theta$  du champ) et en CROSS-polarisation (composante  $E_\phi$  du champ) dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ .

#### Remarques générales

On peut retenir de ce "benchmarking" que les méthodes utilisées par les différents participants présentent un bon accord lors du calcul du champ lointain rayonné (Figures 4.16, 4.17 et 4.18). Au-delà des courbes présentées ici, la comparaison des diagrammes sur les 12 points de fréquences demandés ne fait pas état de différences majeures révélant une incapacité d'une ou plusieurs méthodes à résoudre le problème électromagnétique posé.

Notons que les écarts les plus importants relevés entre les méthodes, l'ont été sur les diagrammes portant sur la CROSS-polarisation. Ceci est principalement lié au fait que la comparaison s'effectue sur des niveaux de champ plus faibles.

Enfin, parmi les logiciels commerciaux, à savoir FEKO, WIPL-D, CST, et HFSS, on peut remarquer que les résultats fournis par ce dernier s'écartent des autres en haut de bande. Ceci peut être dû à un maillage insuffisant de la structure pour cette gamme de fréquences (Figures 4.18(c) et 4.18(d) par exemple).

#### Analyse des résultats DG-FDTD/IPO

La DG-FDTD/IPO étant la seule approche intégrant une méthode asymptotique, on pourrait craindre une perte de précision significative vis-à-vis des approches rigoureuses employées par les logiciels commerciaux. Cependant, les diagrammes présentés sur les Figures 4.16, 4.17 et 4.18 montrent que d'une manière générale, la méthode hybride proposée fournit des résultats proches des méthodes rigoureuses.

La DG-FDTD/IPO présente en particulier un très bon accord sur les diagrammes en CO-polarisation. Ainsi, sur les Figures 4.17(a) et 4.17(c) présentant respectivement les diagrammes dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$  à 6,5 GHz, on observe que les positions angulaires des principaux extremum sont bien respectées.

Comparons maintenant les résultats obtenus en matière de CROSS-polarisation. Dans le plan  $(y0z)$ , on constate que quelque soit le point de fréquence observé, l'allure de la courbe DG-FDTD/IPO suit celle définie par les différentes approches rigoureuses (Figures 4.16(d), 4.17(d) et 4.18(d)). On peut expliquer ces résultats en avançant que, dans ce plan, la CROSS-polarisation est essentiellement liée à l'interaction entre l'antenne et la cavité diélectrique. Or, cette partie du problème est analysée de façon rigoureuse par la DG-FDTD dans la méthode hybride proposée.

Les résultats obtenus dans le plan  $(x0z)$  et présentés sur les Figures 4.16(b), 4.17(b) et 4.18(b), laissent apparaître des différences plus importantes que dans le plan  $(x0z)$ . On peut

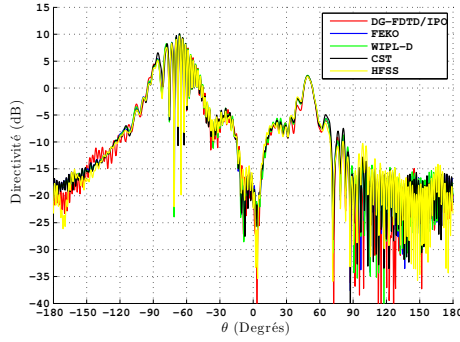
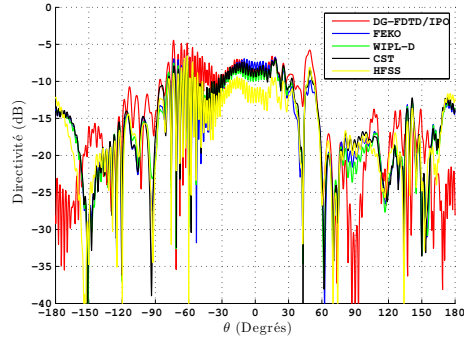
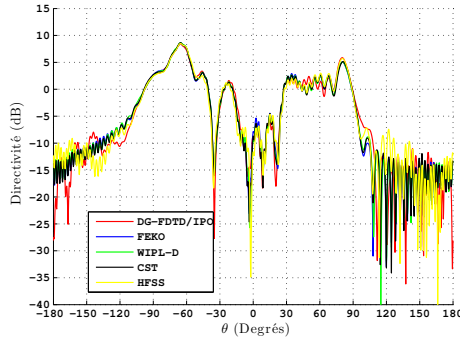
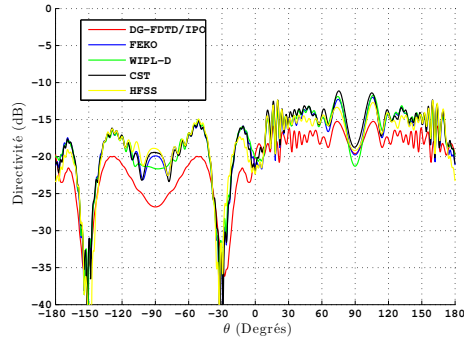
(a) CO-polar ( $E_\theta$ ), plan ( $x_0z$ ).(b) CROSS-polar ( $E_\phi$ ), plan ( $x_0z$ ).(c) CO-polar ( $E_\theta$ ), plan ( $y_0z$ ).(d) CROSS-polar ( $E_\phi$ ), plan ( $y_0z$ ).

FIGURE 4.16 – Comparaison des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation et CROSS-polarisation, dans les plans ( $x_0z$ ) et ( $y_0z$ ), à 4,5 GHz.

raisonnablement penser que les écarts observés sont essentiellement liés au fait que la simulation IPO ne prend pas en compte des phénomènes pouvant contribuer à la CROSS-polarisation dans ce plan (diffraction sur les bords, couplages retours entre la structure métallique et la cavité diélectrique par exemple).

#### 4.2.2.5 Conclusion

Le second cas d'application de la DG-FDTD/IPO présenté dans ce chapitre correspond au cas test proposé pour l'activité de "benchmarking" organisé par l'association EurAAP. Ce cas d'application a permis, à travers un calcul de champ lointain, de confronter la DG-FDTD/IPO avec 4 méthodes rigoureuses issues des principaux logiciels commerciaux européens du secteur.

La comparaison des résultats obtenus montre que la DG-FDTD/IPO fournit des résultats proches de ceux proposés par les différentes approches rigoureuses issues des logiciels commerciaux. Ceci démontre les capacités de la DG-FDTD/IPO à simuler précisément un pro-

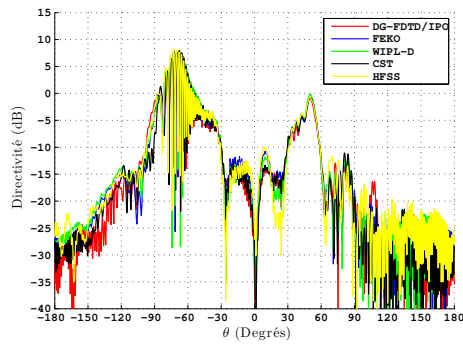
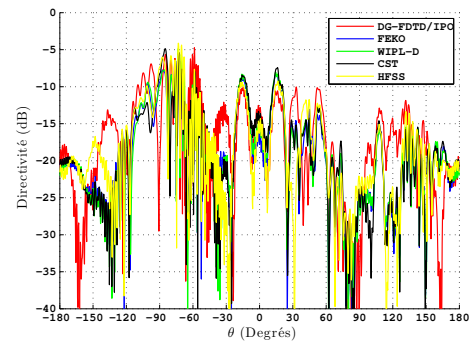
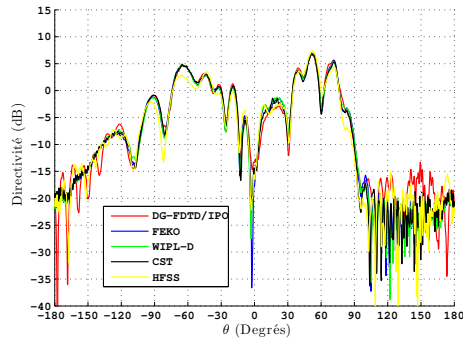
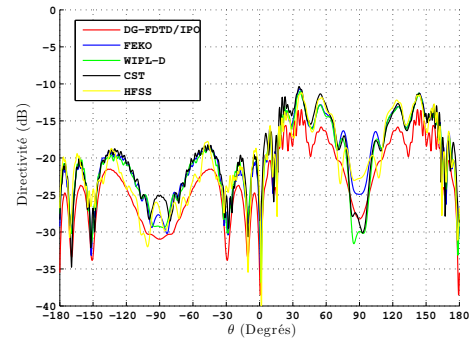
(a) CO-polar ( $E_\theta$ ), plan  $(x0z)$ .(b) CROSS-polar ( $E_\phi$ ), plan  $(x0z)$ .(c) CO-polar ( $E_\theta$ ), plan  $(y0z)$ .(d) CROSS-polar ( $E_\phi$ ), plan  $(y0z)$ .

FIGURE 4.17 – Comparaison des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation et CROSS-polarisation, dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ , à 6,5 GHz.

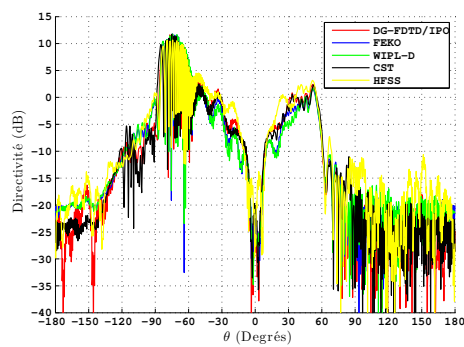
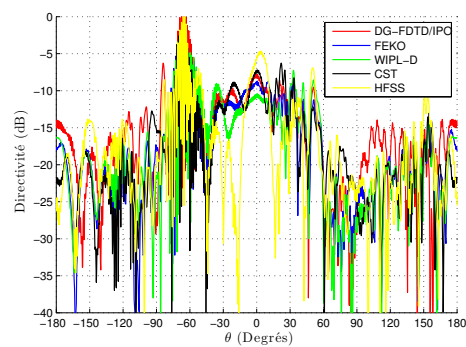
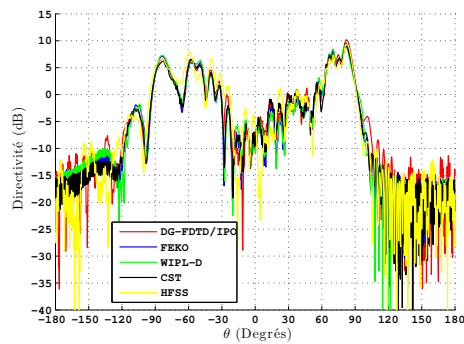
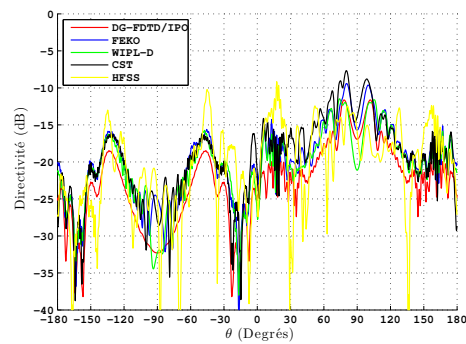
(a) CO-polar ( $E_\theta$ ), plan ( $x0z$ ).(b) CROSS-polar ( $E_\phi$ ), plan ( $x0z$ ).(c) CO-polar ( $E_\theta$ ), plan ( $y0z$ ).(d) CROSS-polar ( $E_\phi$ ), plan ( $y0z$ ).

FIGURE 4.18 – Comparaison des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation et CROSS-polarisation, dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ , à 9,5 GHz.

blème d'antenne environné sur une structure métallique de grandes dimensions. Toutefois, une observation plus précise des résultats fait apparaître quelques différences significatives sur la CROSS-polarisation. Ces différences peuvent s'expliquer par la non prise en compte du couplage retour entre l'antenne et la structure métallique ainsi que la non prise en compte des phénomènes de diffraction sur les arêtes.

### 4.3 Exploitation de la DG-FDTD/IPO pour l'analyse du rayonnement d'une antenne sur structure

#### 4.3.1 Introduction

Jusqu'à présent, la DG-FDTD/IPO a été appliquée au calcul du rayonnement d'antenne environnée positionnée sur des structures métalliques. Ce paragraphe vise à montrer que cette méthode fournit également un outil efficace pour séparer et analyser la contribution des différents éléments participant au rayonnement EM dans un problème d'antenne environnée sur porteur.

Le scénario canonique utilisé dans le cadre de la validation de la DG-FDTD/IPO est de nouveau employé afin d'illustrer cette propriété intéressante. On rappelle que ce scénario, présenté sur la Figure 3.12 dans le chapitre précédent, se compose d'un monopôle (opérant à 1 GHz) positionné à proximité d'un cube diélectrique et placé sur une structure métallique dihédrrique. Notons enfin que le choix d'un scénario très simple et déjà abordé dans ce manuscrit se justifie par la volonté de mettre en avant la démarche d'analyse du rayonnement plutôt que les résultats de l'analyse en eux-mêmes.

#### 4.3.2 Présentation de la démarche

Trois sous-cas sont tout d'abord définis à partir du scénario complet afin d'analyser la contribution électromagnétique des différents éléments constituant le scénario de validation de la DG-FDTD/IPO. Ceux-ci sont présentés sur la Figure 4.19. Le sous-cas 1 correspond à l'antenne monopôle positionnée sur le plan de masse carré. Le sous-cas 2 intègre, en plus des éléments présents dans le sous-cas 1, le cube diélectrique situé à proximité de l'antenne. Enfin, le sous-cas 3 correspond à l'antenne monopôle positionnée sur la structure métallique dihédrrique mais sans environnement proche.

Le principal avantage de la méthode DG-FDTD/IPO pour mener ce type d'analyse réside dans sa modularité. Cette caractéristique permet de réutiliser des simulations déjà effectuées durant l'étude du cas complet pour analyser des sous-cas. Dans le cas du scénario de validation, la simulation DG-FDTD/IPO du problème complet a déjà été effectuée au chapitre précédent. Aussi, les simulations FDTD, déjà effectuées lors de la simulation DG-FDTD de l'antenne en présence du bloc diélectrique, peuvent être réutilisées afin d'analyser rapidement les trois sous-cas. Ce point est illustré sur la Figure 4.20. On indique ici que la première étape de la DG-FDTD menée lors de l'analyse du scénario complet peut être réutilisée lors des simulations des sous-cas 1 et 3. De la même façon, la seconde étape DG-FDTD peut être réutilisée afin de simuler le sous-cas 2. Au final, seules des simulations PO ou IPO, peu coûteuses

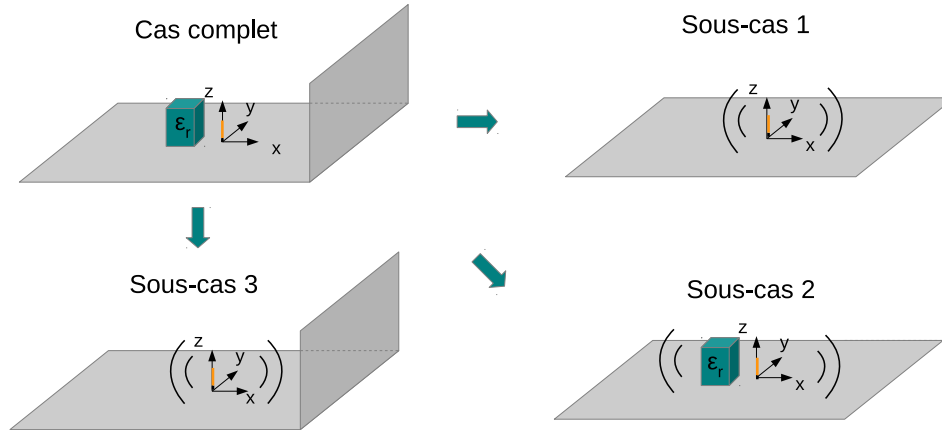


FIGURE 4.19 – Définition des sous-cas permettant l'analyse des contributions EM des différents éléments du scénario de validation.

d'un point de vue ressources informatiques, doivent être lancées pour compléter l'analyse des sous-cas définis plus-haut. Notons que ces simulations PO ou IPO correspondent à la partie asymptotique de la méthode hybride proposée.

Finalement, la démarche présentée ci-dessus permet de mener efficacement l'analyse des contributions EM des différents éléments de la structure.

### 4.3.3 Analyse approfondie du rayonnement

Ce paragraphe entend avant tout mettre l'accent sur les avantages procurés par la DG-FDTD/IPO pour mener les simulations nécessaires à l'analyse approfondie du rayonnement. L'analyse du diagramme de rayonnement à proprement parler est ici secondaire. Aussi, on limitera cette analyse à l'étude des plans de coupe ( $x0z$ ) et ( $y0z$ ) uniquement.

Les trois sous-cas définis sur la Figure 4.19 sont maintenant simulés afin d'analyser le diagramme de rayonnement du scénario complet.

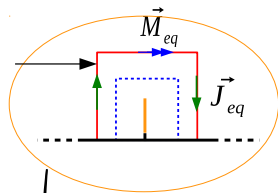
#### 4.3.3.1 Analyse du sous-cas 1

L'analyse du premier sous-cas vise à identifier l'effet du plan de masse carré sur le diagramme de rayonnement final.

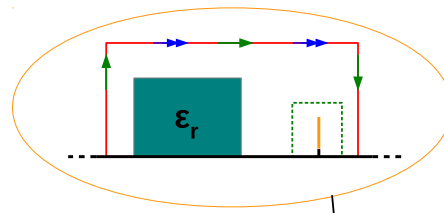
Comme indiqué sur la Figure 4.20, ce sous-cas peut être analysé en utilisant deux simulations consécutives. La simulation FDTD de l'antenne seule a déjà été effectuée lors la simulation du scénario global. Elle peut donc être réutilisée à condition qu'une surface de Huygens englobant l'antenne ait été définie dans cette simulation. On récupère alors les courants équivalents modélisant l'antenne seule pour servir de source d'excitation à la simulation PO du plan de masse carré. Ici, étant donnée la géométrie planaire de la structure métallique, il n'est pas nécessaire d'utiliser l'IPO ( $N = 0$ ). Enfin la simulation PO réalisée ici adopte le même niveau de maillage que celui utilisé lors de la simulation IPO du scénario de validation (maillage grossier en  $\lambda_{1GHz}/6$ ).

Simulations **déjà effectuées** lors de l'analyse de la structure complète

1<sup>ère</sup> étape DG-FDTD

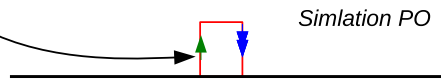


2<sup>ème</sup> étape DG-FDTD



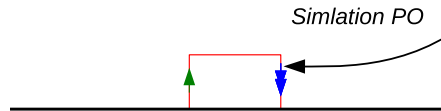
Simulations à **effectuer** pour analyser les sous-cas

Sous-cas 1



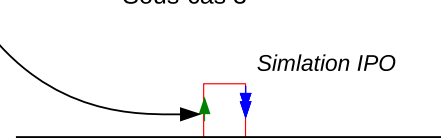
Simulation PO

Sous-cas 2



Simulation PO

Sous-cas 3



Simulation IPO

FIGURE 4.20 – Mise en évidence de la réutilisation des simulations DG-FDTD lors de l'analyse des sous-cas.

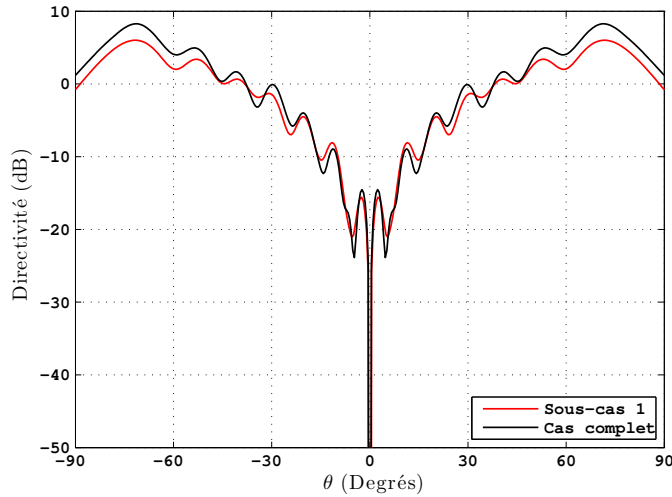


FIGURE 4.21 – Comparaison de la composante  $E_\theta$  du champ rayonné, par le cas complet et le sous-cas 1, dans le plan  $(y0z)$ .

La Figure 4.21 compare, dans le plan  $(y0z)$  et sur la composante  $E_\theta$  du champ, les diagrammes de rayonnement associés au cas complet et au sous cas 1. Les résultats présentés indiquent que les oscillations observées sur le diagramme de rayonnement associé au cas complet sont principalement dues au plan de masse carré (Figure 4.21).

#### 4.3.3.2 Analyse du sous-cas 2

Le second sous-cas a pour but d'analyser la contribution du bloc diélectrique sur le diagramme de rayonnement du cas complet.

La simulation de ce sous-cas se décompose en deux simulations successives (Figure 4.20). Une simulation rigoureuse, avec la DG-FDTD, de l'antenne en présence du cube diélectrique en considérant un plan de masse infini est tout d'abord effectuée. On peut réutiliser ici la seconde étape de la DG-FDTD menée lors de l'analyse du cas complet. Les courants équivalents modélisant l'antenne et son environnement proche peuvent être repris pour exciter la simulation PO prenant en compte l'effet du plan de masse carré. De même que dans le cas précédent, le recours à la PO plutôt qu'à l'IPO se justifie par la géométrie plane de la structure métallique. La structure métallique est modélisée en adoptant un maillage grossier en  $\lambda_{1GHz}/6$ .

La Figure 4.22 présente la comparaison du champ  $E_\theta$  associé au sous-cas 2 et au cas complet dans le plan  $(x0z)$ . On constate que les courbes obtenues sont très proches pour des angles  $\theta$  tels que  $-30^\circ < \theta < 40^\circ$ . Ce résultat indique que le diagramme de rayonnement associé au cas complet est très fortement influencé par la contribution du bloc diélectrique dans ce secteur angulaire.



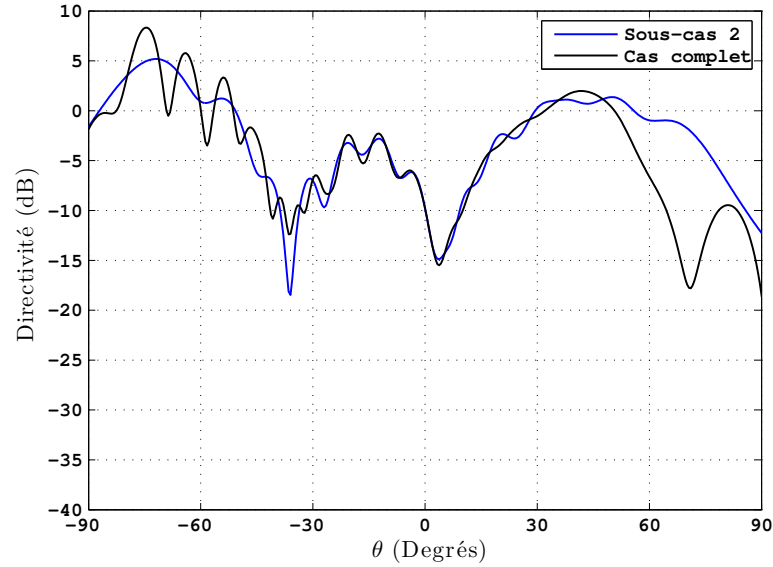


FIGURE 4.22 – Comparaison de la composante  $E_\theta$  du champ rayonné, par le cas complet et le sous-cas 2, dans le plan  $(x0z)$ .

#### 4.3.3.3 Analyse du sous-cas 3

Le troisième sous-cas entend déterminer la contribution de la partie verticale de la structure métallique sur le rayonnement du cas complet.

De même que lors des sous-cas précédents, la simulation du sous-cas 3 se déroule en deux simulations successives (Figure 4.20). La première simulation, correspondant à l'analyse de l'antenne seule, a déjà été effectuée lors de l'analyse du cas complet et reprise lors du traitement du sous-cas 1. On peut de nouveau la réutiliser ici. La seconde simulation prenant en compte l'effet de la structure métallique diédrique est réalisée avec l'IPO. Le recours à l'IPO se justifie par la configuration diédrique, favorable à l'apparition de multiples réflexions. Notons que, comme lors de l'analyse du cas complet, on utilise une seule itération dans l'algorithme IPO ( $N = 1$ ). Enfin, comme pour les deux sous-cas précédents, un maillage grossier ( $\lambda_{1GHz}/6$ ) est adopté dans cette simulation.

La Figure 4.23 compare la composante  $E_\theta$  du champ lointain pour le cas complet et le sous-cas 3. On constate que les deux courbes obtenues présentent la même allure pour des angles rasants. Plus précisément, on observe sur celles-ci de fortes oscillations pour  $-90^\circ < \theta < -45^\circ$  et une chute brutale de la directivité pour  $50^\circ < \theta < 90^\circ$ . Ce résultat indique que le diagramme de rayonnement associé au cas complet est très fortement influencé par la contribution de la partie verticale de la structure métallique dans ces secteurs angulaires.

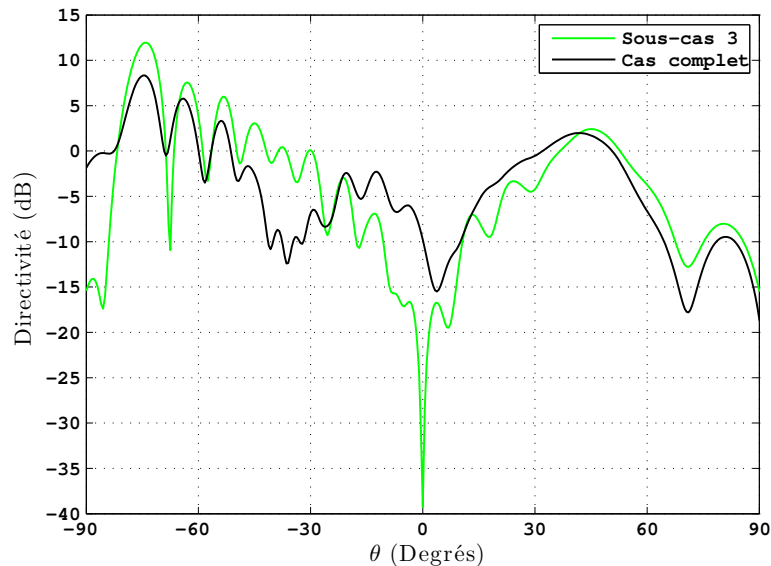


FIGURE 4.23 – Comparaison de la composante  $E_\theta$  du champ rayonné, par le cas complet et le sous-cas 3, dans le plan  $(xOz)$ .

#### 4.3.3.4 Temps de simulation

Le tableau 4.4 détaille les temps de simulation associés aux différentes étapes de la simulation DG-FDTD/IPO du cas complet. Comme indiqué au chapitre 3, il faut environ 14 minutes pour simuler le cas complet. Ce temps correspond à la somme du temps nécessaire pour les deux étapes de la DG-FDTD ainsi que la simulation IPO.

De par sa modularité, la DG-FDTD/IPO permet de réutiliser avantageusement des simulations effectuées lors de l'analyse du scénario global pour traiter des sous-cas. Le paragraphe précédent a ainsi montré que la simulation d'un sous-cas ne requiert en réalité qu'une simulation PO ou IPO supplémentaire (Figure 4.20). Aussi, le tableau 4.5 présente les temps de simulation additionnels requis pour analyser chacun des sous-cas précédemment étudiés. Ce tableau indique que la simulation d'un sous-cas demande seulement 1 minute environ.

#### 4.3.4 Conclusion sur le cas d'exploitation

La modularité de la DG-FDTD/IPO a été exploitée ici pour séparer et identifier la contribution des différents éléments intervenant dans le rayonnement EM associé au scénario de validation présenté au chapitre précédent.

Ce paragraphe a notamment montré que les différentes étapes utilisées lors de simulation du cas complet peuvent être réutilisées afin d'analyser efficacement les sous-cas permettant d'identifier les contributions des différents éléments.

TABLE 4.4 – Temps de simulation associés au cas complet.

Élément pris en compte	Simulation requise	Temps de simulation
Monopôle isolé	DG-FDTD première étape	<b>2 min 30</b>
Environnement proche	DG-FDTD deuxième étape	<b>10 min 30</b>
Porteur	IPO	<b>1 min 15</b>
Total cas complet	DG-FDTD/IPO	<b>14 min 15</b>

TABLE 4.5 – Temps de simulation additionnels associés aux différents sous-cas.

Sous-cas simulé	Simulation requise	Temps de simulation additionnel
Sous-cas 1	PO	<b>50 s</b>
Sous-cas 2	PO	<b>1 min 15 s</b>
Sous-cas 3	IPO	<b>1 min 15 s</b>

#### 4.4 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, la DG-FDTD/IPO a tout d'abord été appliquée à du calcul de rayonnement EM en champ lointain dans deux scénarios d'antennes environnées sur porteur. Le premier cas d'application, concernant une antenne positionnée sur une structure représentant un véhicule, démontre la capacité de la méthode à traiter un scénario d'antenne sur porteur de dimension réaliste. La comparaison effectuée avec la MLFMM (FEKO) montre que la méthode permet d'obtenir un bon niveau de précision sur les résultats en champ lointain, notamment sur la CO-polarisation. Ce premier cas d'application met également en lumière le gain au niveau du temps de calcul apporté par la DG-FDTD/IPO, par rapport à une approche comme la MLFMM, lors d'analyses large bande.

La méthode a également été confrontée, dans le cadre du "benchmarking" logiciel organisé par EurAAP, à quatre autres méthodes utilisées par des logiciels commerciaux. Ceci constitue le deuxième cas d'application présenté dans ce manuscrit. La méthode a ainsi démontré sa capacité à rivaliser avec des méthodes commerciales sophistiquées et hyper-optimisées. A titre de comparaison, la simulation MLFMM sous FEKO demande 49h 35 min en utilisant 8 cœurs et 35 Go de RAM, contre seulement 6h 49 min avec la DG-FDTD/IPO en utilisant un seul cœur et 950 Mo de RAM. Cependant, ce "benchmarking" indique de nouveau une certaine difficulté de la méthode à fournir une estimation précise de la CROSS-polarisation quel que soit le plan d'observation considéré. L'origine des imprécisions se trouve vraisemblablement dans les phénomènes non pris en compte au niveau de l'IPO (couplage retour de type antenne-porteur, phénomène de diffraction).

La seconde partie du chapitre a mis en avant les possibilités offertes par la DG-FDTD/IPO en termes d'analyse de champ lointain rayonné dans un problème d'antenne environnée sur porteur. La modularité de la méthode peut en effet être exploitée avantageusement afin de mener efficacement ce type d'analyse. Ce type d'exploitation de la méthode a été illustré en réalisant l'étude du rayonnement du scénario de validation de la DG-FDTD/IPO.

Le prochain chapitre propose une amélioration de la méthode DG-FDTD/IPO pour prendre en compte le couplage retour entre les éléments du volume DG-FDTD et la plate-forme accueillant l'antenne.



## Chapitre 5

# Redescription de l'environnement proche dans l'IPO

---

<b>5.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>118</b>
<b>5.2</b>	<b>Présentation du scénario de validation de la redescription . . . . .</b>	<b>118</b>
<b>5.3</b>	<b>Simulations références avec la ML DG-FDTD et la MLFMM . . . . .</b>	<b>120</b>
5.3.1	Mise en œuvre des simulations références . . . . .	120
5.3.2	Résultats de simulation . . . . .	120
<b>5.4</b>	<b>Simulations DG-FDTD/IPO avec et sans redescription . . . . .</b>	<b>121</b>
5.4.1	Simulation DG-FDTD/IPO sans redescription . . . . .	121
5.4.2	Simulation DG-FDTD/IPO avec redescription . . . . .	122
<b>5.5</b>	<b>Conclusion et limites . . . . .</b>	<b>127</b>

---

## 5.1 Introduction

L'approche DG-FDTD/IPO, telle que présentée au chapitre 3, ne considère pas de redescription grossière du domaine modélisé avec la DG-FDTD (antenne avec son environnement proche) dans la simulation IPO (Figure 5.1). Ceci implique que les couplages retours entre le domaine DG-FDTD et la structure métallique traitée avec l'IPO ne sont pas pris en compte. Or, ces couplages peuvent avoir une influence significative sur le diagramme de rayonnement de l'antenne (en particulier sur la CROSS-polarisation). D'ailleurs, lors de l'analyse des scénarios du chapitre précédent, certains écarts entre la DG-FDTD/IPO et les méthodes rigoureuses ont été attribués à la non prise en compte de ces couplages.

En réponse à cette problématique, ce chapitre propose une amélioration de la méthode DG-FDTD/IPO introduisant la redescription grossière du domaine DG-FDTD dans la simulation IPO. Notons que l'amélioration proposée ici reprend le principe de la redescription de l'élément rayonnant lors de la seconde étape de la DG-FDTD (cf. 2.2.2).

## 5.2 Présentation du scénario de validation de la redescription

Le scénario choisi pour valider la redescription grossière des éléments du domaine DG-FDTD dans l'IPO est présenté sur la Figure 5.2. Celui-ci est inspiré du scénario de validation de la DG-FDTD/IPO présenté au chapitre 3 sur la Figure 3.12. Ces deux scénarios ont en commun l'élément rayonnant (monopôle fonctionnant à 1 GHz) et la plate-forme accueillant cet élément rayonnant (structure métallique diédrique).

L'environnement proche de l'antenne est ici constitué d'une plaque métallique, sans épaisseur, parallèle au plan  $(y0z)$  et mesurant  $(3 \times 4,7)\lambda^2$  à 1 GHz. On vérifie que cet élément qui sera redécrit dans la simulation IPO satisfait les conditions imposées par cette méthode :

- Les éléments considérés dans la simulation IPO doivent être métalliques. Cette première contrainte est liée au fait que la formule 3.3 permettant la résolution itérative des courants prend comme hypothèse l'utilisation d'un objet parfaitement conducteur.
- Les éléments analysés dans la simulation IPO doivent être grands devant la longueur d'onde (objet mesurant 2 à 3 longueurs d'onde au minimum). Cette seconde contrainte est directement liée à l'hypothèse du plan tangent développée au chapitre 3. Les éléments du scénario comportant des détails géométriques fin doivent donc être remplacés par des modèles grossiers ignorant ces détails, voire être supprimés si cela n'est pas possible (c'est le cas de l'antenne ici).

De plus, le scénario est construit de manière à faciliter l'observation des effets liés aux couplages retours sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Ceci se traduit à travers le positionnement de l'antenne et de la plaque métallique favorisant un fort niveau de couplage retour.

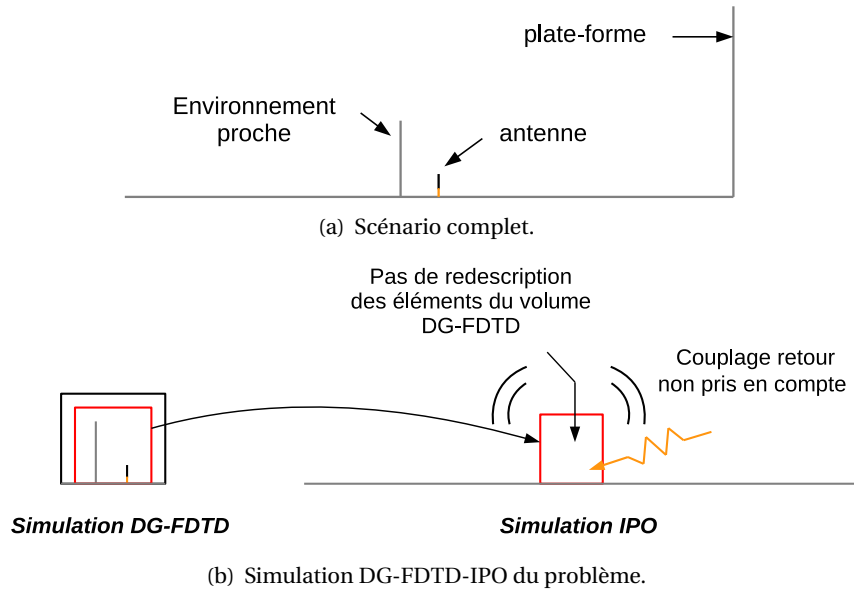


FIGURE 5.1 – Illustration de la non prise en compte du couplage retour entre les éléments du domaine DG-FDTD et la plate-forme dans la version initiale de la DG-FDTD/IPO.

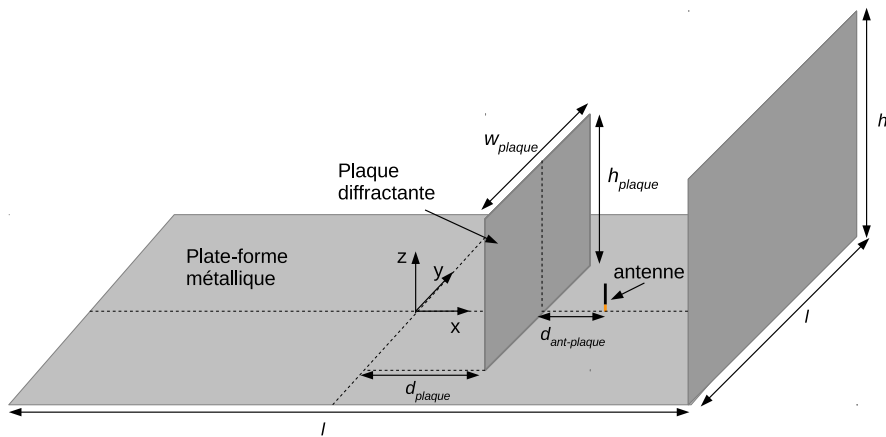


FIGURE 5.2 – Scénario utilisé pour la validation de la redescription grossière du volume DG-FDTD dans l'IPO.  $l = 3,9 \text{ m} = 13 \lambda_{1\text{GHz}}$ ,  $h = 1,15 \text{ m} = 3,83 \lambda_{1\text{GHz}}$ ,  $d_{\text{plaque}} = 0,8 \text{ m} \approx \frac{8\lambda_{1\text{GHz}}}{3}$ ,  $d_{\text{ant-plaque}} = 0,20 \text{ m} \approx \frac{2\lambda_{1\text{GHz}}}{3}$ ,  $h_{\text{plaque}} = 0,9 \text{ m} = 3 \lambda_{1\text{GHz}}$ ,  $w_{\text{plaque}} = 1,4 \text{ m} \approx 4,67 \lambda_{1\text{GHz}}$ .



### 5.3 Simulations références avec la ML DG-FDTD et la MLFMM

#### 5.3.1 Mise en œuvre des simulations références

Le scénario de la Figure 5.2 est tout d'abord simulé avec les méthodes MLFMM et ML DG-FDTD en vue de valider plus tard les résultats incluant la redescription grossière du domaine DG-FDTD dans la simulation IPO. Notons que ces deux méthodes ont déjà été utilisées dans le cadre de la validation de la méthode DG-FDTD/IPO.

La simulation MLFMM du scénario effectuée avec FEKO adopte un maillage standard en  $(\lambda_{1GHz}/12)$ . Ce niveau de discrétisation du scénario conduit à la résolution d'un problème de 152 985 facettes.

L'analyse du scénario avec la méthode ML DG-FDTD consiste, comme présenté lors du chapitre 2, à décomposer la simulation du problème initial en trois simulations FDTD successives (Figure 5.3). La première correspond à la simulation précise de l'antenne seule sur un plan de masse infini. Un maillage fin en  $(\lambda_{1GHz}/60)$  est utilisé. Le champ primaire récupéré lors de cette étape sert d'excitation pour la seconde étape. Cette fois, l'antenne est analysée en présence de la plaque métallique mais en considérant toujours un plan de masse infini. Les éléments analysés dans cette étape sont décrits à l'aide d'un maillage relâché en  $(\lambda_{1GHz}/30)$ . La troisième étape de la ML DG-FDTD consiste à prendre en compte l'effet de la plate-forme métallique. Dans la perspective d'analyser le scénario complet mais aussi d'évaluer l'effet des couplages retours sur le rayonnement de l'antenne, deux schémas ML DG-FDTD intégrant ou non la redescription grossière des éléments de l'étape précédente sont mis en place. Un même niveau de maillage relâché est alors utilisé dans les deux versions de la troisième étape. Enfin, on peut noter que les dimensions du scénario permettent ici de conserver dans la troisième étape, un maillage en  $\lambda_{1GHz}/30$  comme à lors de la seconde étape.

#### 5.3.2 Résultats de simulation

Le champ lointain, calculé à 1 GHz, avec les simulations références ML DG-FDTD et MLFMM, dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ , est comparé dans les Figures 5.4 et 5.5. On précise que les composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  du champ présentées sur ces figures correspondent respectivement à la CO et à la CROSS-polarisation. De plus, seule la composante en CO-polarisation est présentée dans le plan  $(x0z)$  du fait de la symétrie du scénario par rapport à ce plan (annulation de la CROSS-polarisation).

Les résultats obtenus montrent que quel que soit le plan de coupe observé, les simulations ML DG-FDTD avec redescription et MLFMM présentent un excellent accord. Ce résultat valide les simulations références avec redescription du scénario complet.

D'autre part, les simulations ML DG-FDTD avec et sans redescription de la CO-polarisation dans le plan  $(x0z)$ , présentées sur la Figure 5.4, laissent apparaître des différences significatives. Ceci indique que les couplages retours influencent fortement le diagramme de rayonnement de l'antenne dans le plan  $(x0z)$ . On note en particulier deux secteurs angulaires très sensibles à la prise en compte du couplage retour, autour de  $\theta = -80^\circ$  et de  $\theta = 60^\circ$ . Dans le plan  $(y0z)$ , il existe également des différences entre les deux simulations ML DG-FDTD mais de moindre importance. Les écarts les plus significatifs sont relevés autour de  $|\theta| = 75^\circ$  sur la

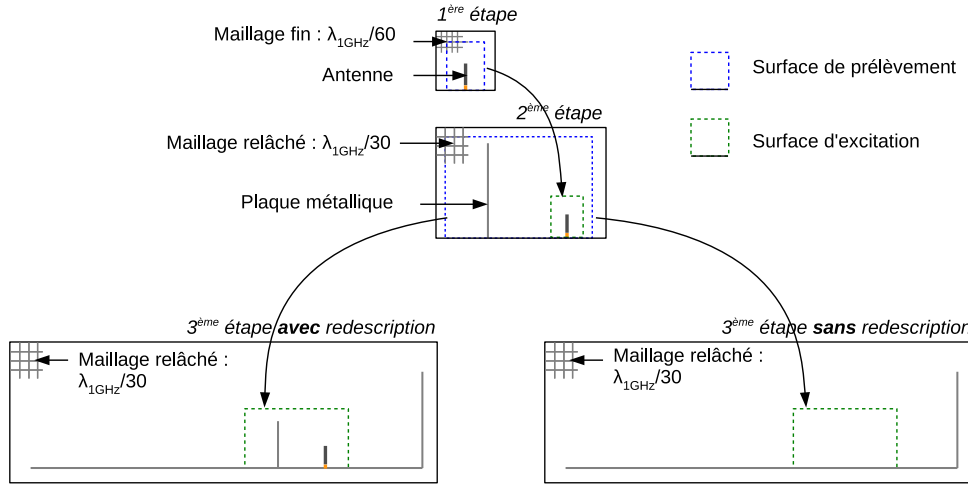


FIGURE 5.3 – Décomposition ML DG-FDTD du scénario de validation. Définition de deux schémas intégrant ou non la prise en compte des couplages retours entre l’environnement proche de l’antenne et la plate-forme métallique.

CO-polarisation et de  $\theta = 0^\circ$  sur la CROSS-polarisation.

## 5.4 Simulations DG-FDTD/IPO avec et sans redescription

Le scénario de validation de la redescription, défini sur la Figure 5.2, est maintenant simulé avec la DG-FDTD/IPO. Ce paragraphe débute par l’application de la méthode dans sa version initiale, c’est-à-dire sans redescription de l’environnement proche de l’antenne, puis se poursuit avec la validation de la méthode avec redescription.

### 5.4.1 Simulation DG-FDTD/IPO sans redescription

La simulation DG-FDTD/IPO sans redescription présentée dans ce paragraphe vise avant tout à fournir les résultats qui permettront, en fin de chapitre, d’évaluer l’apport de la redescription dans la simulation DG-FDTD/IPO. De plus, la confrontation de cette simulation avec la simulation ML DG-FDTD sans redescription entend valider la bonne mise en œuvre des étapes de simulation qui seront reprises dans la DG-FDTD/IPO avec redescription.

#### 5.4.1.1 Mise en œuvre

La décomposition du problème suit le schéma proposée au chapitre 3 sur la Figure 3.2. Ainsi, l’antenne et son environnement proche sont analysés par la DG-FDTD. Les deux étapes DG-FDTD utilisées ici sont identiques aux deux premières étapes de la ML DG-FDTD présentées sur la Figure 5.3. Seule une surface de Huygens englobant l’antenne et la plaque métallique est introduite dans la deuxième étape. Cette surface reprend les dimensions ainsi que

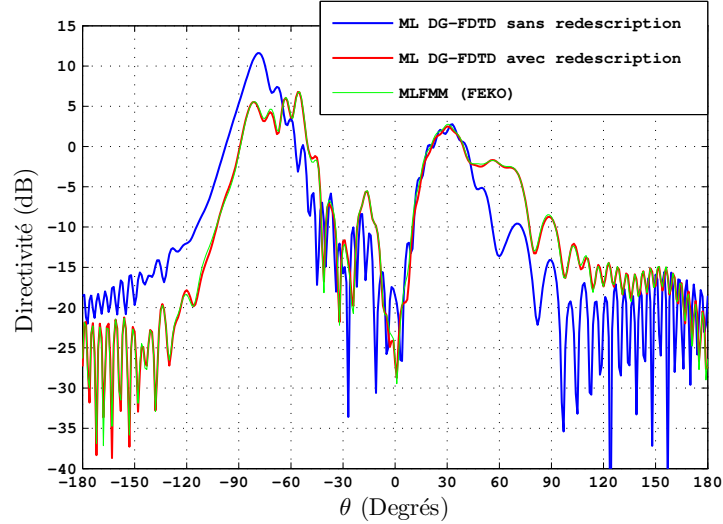


FIGURE 5.4 – Comparaison de la composante  $E_\theta$  du champ lointain, dans le plan  $(x0z)$  et à 1 GHz, simulée avec les méthodes MLFMM et ML DG-FDTD.

la position de la surface de prélèvement de la deuxième étape de la ML DG-FDTD. La plateforme métallique diédrique est ensuite analysée avec l'IPO. Les courants équivalents obtenus à l'issue de la simulation DG-FDTD servent d'excitation pour cette simulation. Enfin, 11 itérations IPO sont utilisées ici. Ce choix sera justifié plus tard dans ce chapitre lors de l'étude de convergence (cf. paragraphe 5.4.2.1).

#### 5.4.1.2 Comparaison de la DG-FDTD/IPO avec la ML DG-FDTD

Le champ lointain à 1 GHz, calculé avec la DG-FDTD/IPO sans redescription, est comparé celui obtenu avec la ML DG-FDTD sans redescription. Les Figures 5.6 et 5.7 présentent les résultats obtenus, respectivement dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ . Quel que soit le plan de coupe, ces figures montrent un très bon accord entre les deux simulations au niveau de la CO-polarisation. L'accord est également satisfaisant sur la CROSS-polarisation (Figure 5.7(b)).

Les résultats obtenus ici valident la simulation DG-FDTD/IPO sans redescription. A travers cette validation on s'assure de la mise en oeuvre correcte de la simulation DG-FDTD de l'antenne et son environnement proche, ainsi que du calcul et de l'utilisation des courants d'excitation dans la simulation IPO.

#### 5.4.2 Simulation DG-FDTD/IPO avec redescription

Le scénario de la Figure 5.2 est à présent simulé avec la DG-FDTD/IPO intégrant la redescription grossière des éléments du domaine DG-FDTD.

Le schéma de décomposition adopté pour cette simulation est très similaire à celui utilisé lors de la simulation DG-FDTD/IPO sans redescription (cf. paragraphe 5.4.1.1). L'ajout de la

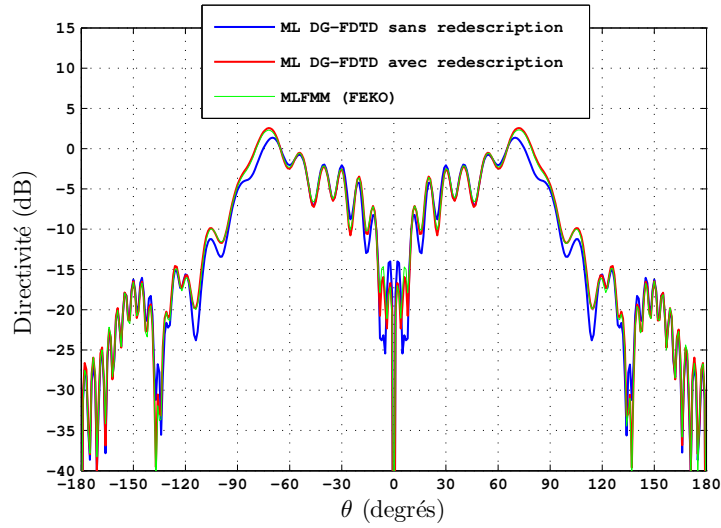
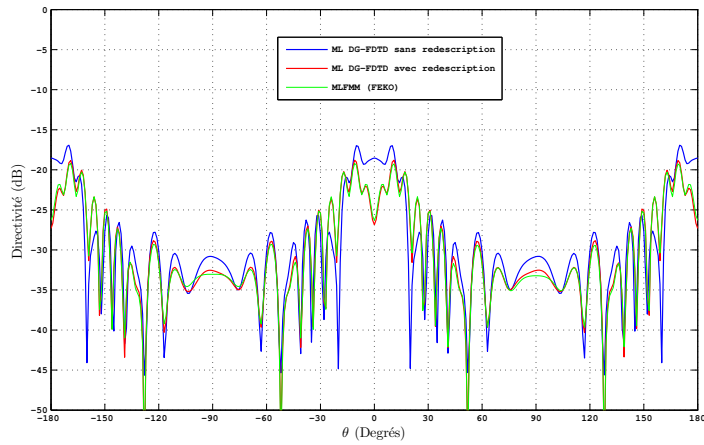
(a)  $E_\theta$ , plan ( $y0z$ ).(b)  $E_\phi$ , plan ( $y0z$ ).

FIGURE 5.5 – Comparaison des composantes  $E_\theta$  (a) et  $E_\phi$  (b) du champ lointain, dans le plan ( $y0z$ ) et à 1 GHz, simulées avec les méthodes MLFMM et ML DG-FDTD.

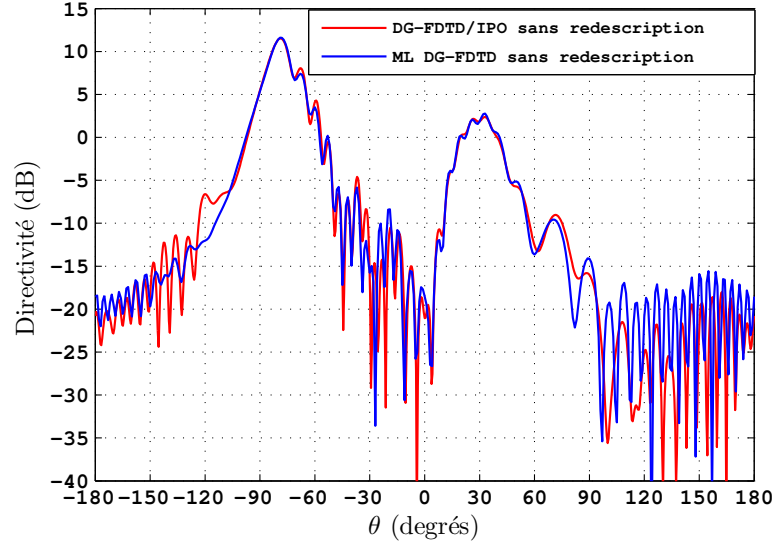


FIGURE 5.6 – Comparaison de la composante  $E_\theta$  du champ lointain, dans le plan  $(x_0z)$  et à 1 GHz, simulée avec les méthodes DG-FDTD/IPO et ML DG-FDTD sans redescription.

plaque métallique dans la simulation IPO amène cependant à prendre en compte les visibilités lors du calcul itératif des courants. En effet, toutes les facettes ne sont plus en visibilité directe comme lors de la simulation IPO sans redescription. Les problèmes de visibilité sont alors gérés de manière géométrique comme expliqué dans le paragraphe 3.2.3.4.

L'introduction de la plaque métallique située à proximité de l'antenne dans la simulation IPO amène également à revoir le nombre d'itérations IPO nécessaires pour atteindre la convergence au niveau du champ lointain. Le prochain paragraphe est consacré à ce point.

#### 5.4.2.1 Étude de convergence

L'étude menée dans ce paragraphe consiste à évaluer, en fonction du nombre  $N$  d'itérations dans la simulation IPO, la vitesse de convergence des diagrammes de champ lointain calculés avec la DG-FDTD/IPO avec redescription.

Cette étude a deux objectifs. Elle vise tout d'abord à déterminer le nombre d'itérations IPO qui sera utilisé, au paragraphe suivant, lors de la simulation DG-FDTD/IPO avec redescription. Ensuite, cette étude a pour objectif de définir, au-delà de ce scénario particulier, un critère d'arrêt du calcul itératif des courants IPO assurant la convergence des résultats en champ lointain. Ce critère sera d'ailleurs réutilisé dans le prochain chapitre lors de la simulation d'antenne sur lanceur. L'utilisation de cette étude de convergence pour définir un critère d'arrêt est motivée par le fait que le scénario simulé ici implique *a priori* un nombre de réflexions important donc une convergence assez lente par rapport au nombre d'itérations IPO.

Le critère d'arrêt se base sur la comparaison du courant électrique total à l'étape  $N$  avec

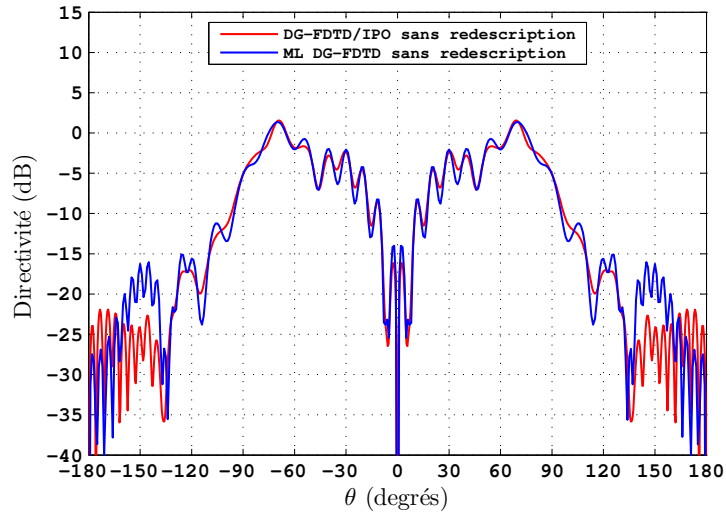
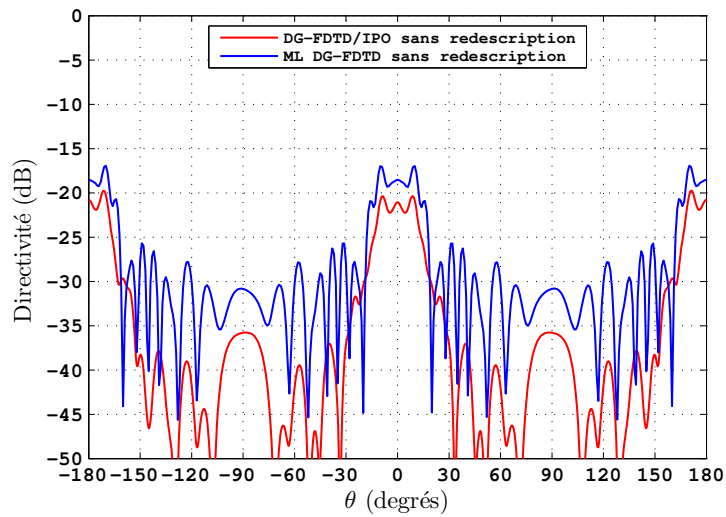
(a)  $E_\theta$ , plan ( $y0z$ ).(b)  $E_\phi$ , plan ( $y0z$ ).

FIGURE 5.7 – Comparaison des composantes  $E_\theta$  (a) et  $E_\phi$  (b) du champ lointain, dans le plan ( $y0z$ ) et à 1 GHz, simulées avec les méthodes DG-FDTD/IPO et ML DG-FDTD sans redescription.

le courant total à l'étape précédente. Dès que la variation des courants est inférieure à un certain seuil, noté  $\delta$ , le processus itératif est arrêté. Ce critère peut s'écrire de la façon suivante :

$$\text{Arrêt IPO si : } \left| 1 - \frac{S_{J_{N-1}}}{S_{J_N}} \right| \leq \delta \quad (5.1)$$

avec  $S_{J_{N-1}} = \sum_{i=1}^{Nc} |J_{N-1}^i|$  et  $S_{J_N} = \sum_{i=1}^{Nc} |J_N^i|$ , où  $Nc$  représente le nombre de facettes de la structure analysée avec l'IPO.

Les Figures 5.8 et 5.9 présentent les diagrammes de directivité associés aux composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$ , dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ , obtenus pour un seuil de convergence  $\delta = 0.1\%$ ,  $0.01\%$ ,  $0.001\%$ ,  $1.10^{-4}\%$  et  $1.10^{-5}\%$  (soit  $N = 3, 38, 52, 94$  et  $122$  itérations). On rappelle que les composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  représentent respectivement la CO et la CROSS polarisation.

Les résultats obtenus dans le plan  $(y0z)$  et présentés sur la Figure 5.9, indiquent que la convergence sur le champ lointain s'opère dès  $\delta = 0.01\%$ , quelle que soit la polarisation. Dans le plan  $(x0z)$ , la convergence est un peu plus lente. En effet, la courbe correspondant au cas où  $\delta = 0.01\%$  se distingue encore légèrement des courbes obtenues pour des valeurs de  $\delta$  inférieures.

Sur la base des résultats de cette étude, on fixe pour les prochaines simulations DG-FDTD/IPO un seuil de convergence  $\delta = 0.001\%$ . Dans le cas particulier de la simulation DG-FDTD/IPO avec redescription du scénario de validation, ce seuil de convergence correspond à  $N = 52$  itérations.

Le critère de convergence fixé dans cette étude a également été utilisé afin d'obtenir le nombre d'itérations IPO nécessaires lors la simulation DG-FDTD/IPO sans redescription présentée précédemment dans le paragraphe 5.4.1. Dans ce cas, un seuil de convergence  $\delta = 0.001\%$  est atteint dès 11 itérations IPO.

#### 5.4.2.2 Comparaison des résultats DG-FDTD/IPO avec redescription avec les méthodes références.

Afin de valider la redescription grossière de l'environnement proche de l'antenne dans l'IPO, ce paragraphe compare la DG-FDTD/IPO avec redescription avec les méthodes références : la ML DG-FDTD avec redescription et la MLFMM. La simulation DG-FDTD/IPO sans redescription est également considérée ici afin d'évaluer l'apport de la redescription. Les Figures 5.10 et 5.11 présentent les résultats en termes de champ lointain obtenus dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ .

Les résultats obtenus sur la CO-polarisation montrent que la redescription de l'environnement proche dans la simulation DG-FDTD/IPO permet d'obtenir une meilleure correspondance avec les méthodes références sur les secteurs angulaires où la directivité est la plus importante. On note ainsi une amélioration significative des résultats DG-FDTD/IPO autour de  $\theta = -85^\circ$  et  $\theta = 60^\circ$  dans le plan  $(x0z)$ , et de  $|\theta| = 70^\circ$  dans le plan  $(y0z)$ . Ces résultats signifient que la redescription améliore la DG-FDTD/IPO en permettant la prise en compte des effets majeurs liés au couplage retour entre l'environnement proche de l'antenne et la plate-forme.

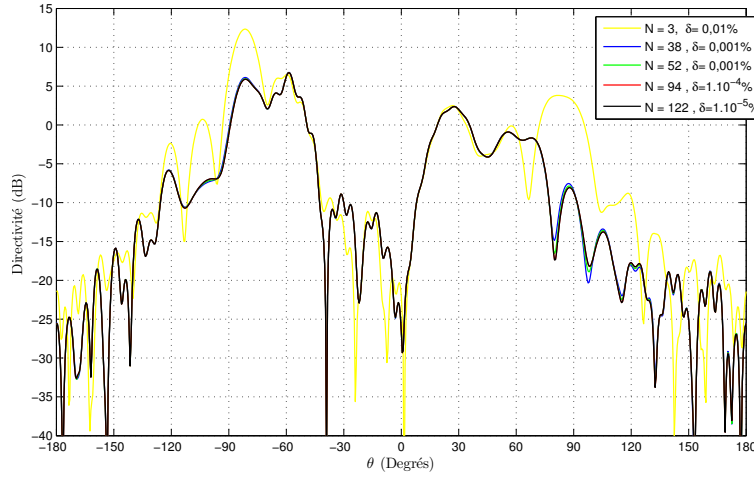


FIGURE 5.8 – Comparaison des diagrammes de directivité de la composante  $E_\theta$  champ lointain, dans le plan  $(x0z)$  et à 1 GHz, pour  $\delta = 0.1\%$ ,  $0.01\%$ ,  $0.001\%$ ,  $1.10^{-4}\%$  et  $1.10^{-5}\%$  soit  $N = 3, 38, 52, 94$  et  $122$  itérations IPO.

Des écarts significatifs subsistent cependant entre la DG-FDTD/IPO avec redescription et les méthodes références. Ainsi, dans le plan  $(x0z)$ , l'ajout de la redescription dans la simulation IPO ne parvient pas à améliorer les résultats en termes de CO-polarisation pour  $|\theta| > 100^\circ$ , de même autour de  $\theta = -15^\circ$ . C'est le cas également dans le plan  $(y0z)$ , où la redescription dégrade les résultats en termes de CROSS-polarisation (Figure 5.11(b)).

Ces conclusions nécessitent quelques précisions. On rappelle que le scénario utilisé ici est construit de façon à favoriser les couplages retours entre l'environnement proche de l'antenne et la plate-forme. Si ce choix permet d'identifier facilement et sans ambiguïté l'amélioration apportée par la redescription sur la CO-polarisation, il renforce également des phénomènes non pris en compte par la simulation IPO comme la diffraction sur les bords, ou les courants en zone non visible. Ceci explique d'une part, que l'on observe une amélioration très nette des résultats DG-FDTD/IPO sur les zones du diagramme très fortement impactées par les couplages retours et que, d'autre part, on ne constate pas d'amélioration significative sur le reste du diagramme. Dans ces directions, la DG-FDTD/IPO propose une solution différente de la DG-FDTD/IPO sans redescription sans qu'elle soit meilleure.

Finalement, on retiendra que les résultats obtenus dans ce paragraphe valident l'amélioration de la DG-FDTD/IPO via la redescription de l'environnement proche de l'antenne dans la simulation IPO.

## 5.5 Conclusion et limites

Ce chapitre a proposé une amélioration de la DG-FDTD/IPO consistant à prendre en compte de façon grossière les couplages retours, entre l'environnement proche de l'antenne



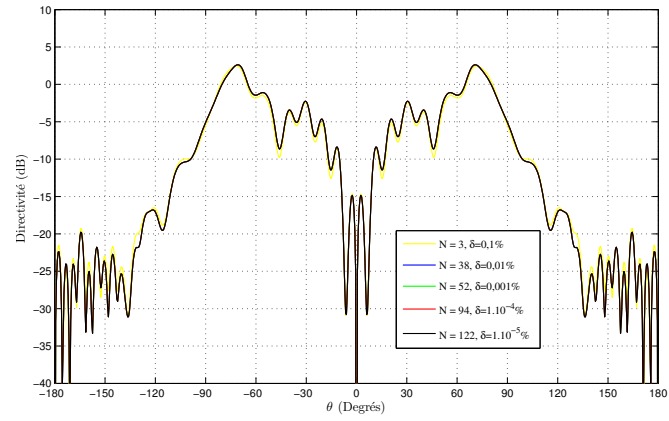
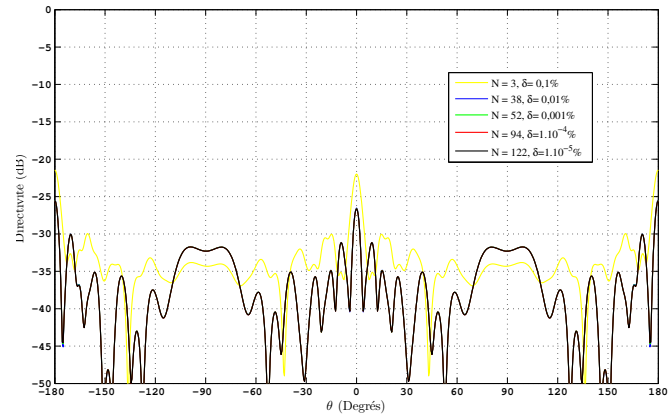
(a)  $E_\theta$  (CO-polarisation)(b) Composante  $E_\phi$  (CROSS-polarisation)

FIGURE 5.9 – Comparaison des diagrammes de directivité des composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  du champ lointain, dans le plan  $(y0z)$  et à 1 GHz, pour  $\delta = 0.1\%$ ,  $0.01\%$ ,  $0.001\%$ ,  $1.10^{-4}\%$  et  $1.10^{-5}\%$  soit  $N = 3, 38, 52, 94$  et  $122$  itérations IPO.

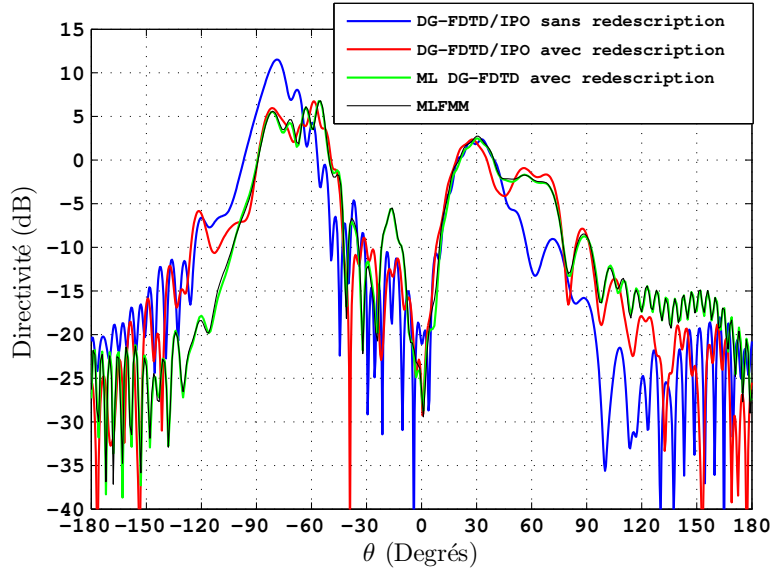


FIGURE 5.10 – Comparaison des diagrammes de directivité de la composante  $E_\theta$  du champ lointain, dans le plan  $(x_0z)$  et à 1 GHz, obtenus avec la DG-FDTD/IPO avec et sans redescription, la ML DG-FDTD avec redescription et la MLFMM.

et la plate-forme, dans la simulation IPO. L'amélioration apportée ici repose sur la redescription grossière de l'environnement proche de l'antenne dans la simulation IPO.

Un scénario canonique impliquant un fort couplage entre l'environnement proche de l'antenne et la plate-forme a été défini afin de valider cette amélioration. Cette structure a tout d'abord été analysée par deux approches rigoureuses, la ML DG-FDTD et la MLFMM, dans le but de disposer de simulations références. Le scénario a ensuite été analysé par la DG-FDTD/IPO sans redescription puis avec redescription. La comparaison des résultats obtenus au niveau du champ lointain a montré une amélioration des résultats DG-FDTD/IPO suite à la redescription grossière de l'environnement proche de l'antenne.

Cependant, l'amélioration proposée dans ce chapitre est soumise à certaines limitations. Tout d'abord, l'utilisation d'un modèle grossier permet uniquement de prendre en compte les principaux effets liés aux couplages retours. Ici, l'utilisation d'un scénario favorisant les couplages retours a donc conduit à observer l'amélioration apportée par la redescription sur la CO-polarisation plutôt que sur la CROSS-polarisation. Ensuite, le code IPO utilisé dans cette thèse autorisant uniquement l'analyse d'éléments métalliques, il n'est pas possible de redécrire un environnement proche de type diélectrique (cas du scénario proposé pour l'activité de "benchmarking" dans le chapitre précédent par exemple).

Le prochain chapitre présente une nouvelle amélioration de la partie asymptotique de la DG-FDTD/IPO, notée **TSD**<sup>1</sup> permettant l'analyse précise de plates-formes à symétrie de révolution. Cette méthode sera en particulier appliquée à la résolution d'un problème d'an-

1. Traitement Séquentiel des Domaines

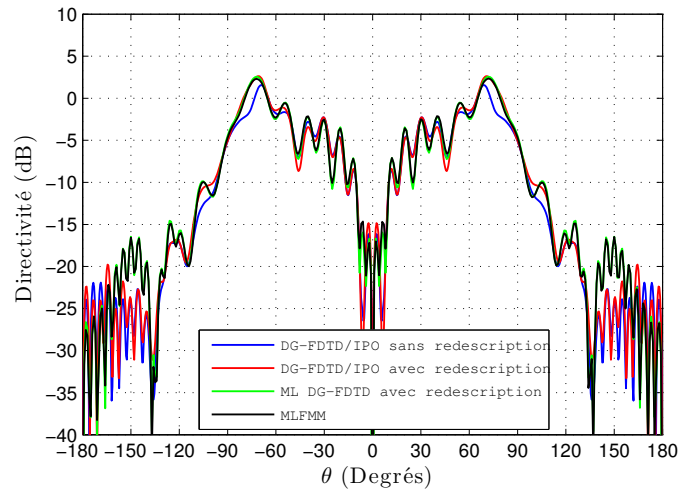
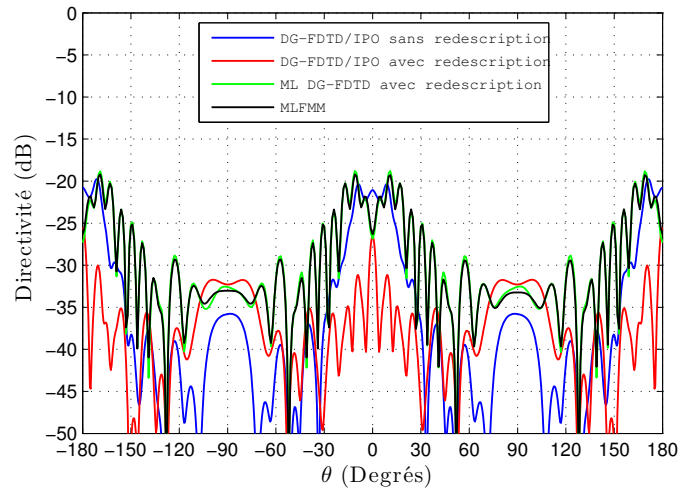
(a)  $E_\theta$  (CO-polarisation)(b) Composante  $E_\phi$  (CROSS-polarisation)

FIGURE 5.11 – Comparaison des diagrammes de directivité des composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  du champ lointain, dans le plan  $(y_0z)$  et à 1 GHz, obtenus avec la DG-FDTD/IPO avec et sans redescription, la ML DG-FDTD avec redescription et la MLFMM.

---

tenne sur lanceur spatial.



## Chapitre 6

# De l'IPO à la TSD : application à la simulation d'une antenne sur un lanceur spatial

---

<b>6.1</b>	<b>Introduction . . . . .</b>	<b>134</b>
<b>6.2</b>	<b>Modélisation des courants en zone ombrée : une nouvelle approche, la TSD</b>	<b>136</b>
6.2.1	Une solution existante : la méthode de Kaye . . . . .	136
6.2.2	Proposition d'une nouvelle méthode : la TSD . . . . .	142
6.2.3	Conclusion sur le choix de la méthode TSD . . . . .	148
<b>6.3</b>	<b>Analyse d'un problème d'antenne sur cylindre : validation de l'hybridation entre la FDTD et la TSD . . . . .</b>	<b>150</b>
6.3.1	Introduction . . . . .	150
6.3.2	Présentation du scénario canonique retenu . . . . .	150
6.3.3	Décomposition FDTD/TSD du problème . . . . .	151
6.3.4	Mise en œuvre de la simulation FDTD/TSD du scénario . . . . .	151
6.3.5	Comparaison des résultats FDTD/TSD avec la MLFMM (FEKO) . . . . .	155
6.3.6	Conclusion . . . . .	156
<b>6.4</b>	<b>Simulation de scénarios du type antenne sur lanceur spatial . . . . .</b>	<b>156</b>
6.4.1	Développement de l'approche TSD sur un cas antenne sur lanceur simplifié . . . . .	158
6.4.2	Simulation de la maquette CNES . . . . .	165
<b>6.5</b>	<b>Conclusion du chapitre . . . . .</b>	<b>177</b>

---

## 6.1 Introduction

La connaissance précise des diagrammes de rayonnement des antennes RADAR et TMI placées sur un lanceur spatial est primordiale afin d'assurer son suivi et sa commande suite au décollage (Figure 6.1). Le calcul de ces diagrammes pose de nombreuses difficultés en matière de simulation. Parmi celles-ci figure notamment la modélisation d'une antenne environnée par un élément proche complexe (radôme par exemple) et positionnée sur une structure de grandes dimensions électriques. Le recours à des méthodes rigoureuses pour traiter ce type de problème reste très coûteux (cf. Chapitre 1) et ne permet pas nécessairement d'aboutir à une solution (problèmes de convergence). D'autre part, les méthodes asymptotiques pouvant être employées dans le cadre d'une hybridation pour réduire les ressources informatiques peinent à analyser de manière précise la plate-forme. Aussi, les investigations menées par les ingénieurs du service antenne du CNES montrent qu'il n'existe pas, à l'heure actuelle, de réponse simple permettant de simuler efficacement et précisément le rayonnement d'une antenne RADAR ou TMI positionnée sur un lanceur.

Les chapitres précédents (en particulier le chapitre 4) ont montré que la DG-FDTD/IPO peut être une solution pour simuler de façon précise et efficace des problèmes d'antenne environnée positionnée sur une plate-forme de grandes dimensions électriques. Afin d'utiliser la DG-FDTD/IPO pour simuler le rayonnement d'une antenne sur un lanceur tel que celui décrit sur la Figure 6.2, un verrou majeur concernant la modélisation des courants dans les zones non-visibles depuis la source (zones ombrées) doit être levé (Figure 6.3).

En effet, la méthode IPO utilisée dans le cadre de l'hybridation présentée au chapitre 3 considère des courants nuls dans les zones non-visibles. Cette hypothèse simplificatrice, empruntée à la PO, offre une approximation acceptable lorsque les plate-formes présentent des transitions géométriques très marquées entre les zones visibles et non-visibles. C'est le cas des plate-formes constituées de larges plans conducteurs connectés à angle droit qui ont été considérées jusqu'à présent. En revanche, lors de l'analyse d'une plate-forme à symétrie de révolution comme celle correspondant au lanceur, cette hypothèse peut être une source d'erreur non négligeable car les courants présents dans les zones ombrées sont potentiellement significatifs. La Figure 6.4 illustre ce point en considérant une section du problème d'antenne sur lanceur. Ici, la DG-FDTD/IPO considère des courants nuls sur toute la partie non-visible alors que la géométrie du scénario autorise l'apparition de courants d'amplitude non négligeable (courants rampants).

Ce chapitre présente tout d'abord une amélioration de la partie asymptotique de la méthode DG-FDTD/IPO, notée TSD<sup>1</sup>, en vue de calculer les courants sur les zones ombrées du lanceur. L'hybridation de cette nouvelle méthode avec la FDTD pour résoudre des problèmes d'antenne sur plate-forme présentant une symétrie de révolution est ensuite validée sur un scénario canonique d'antenne sur cylindre. L'approche FDTD/TSD est alors appliquée à la simulation d'un problème concret d'antenne sur lanceur.

---

1. Traitement Séquentiel des Domaines

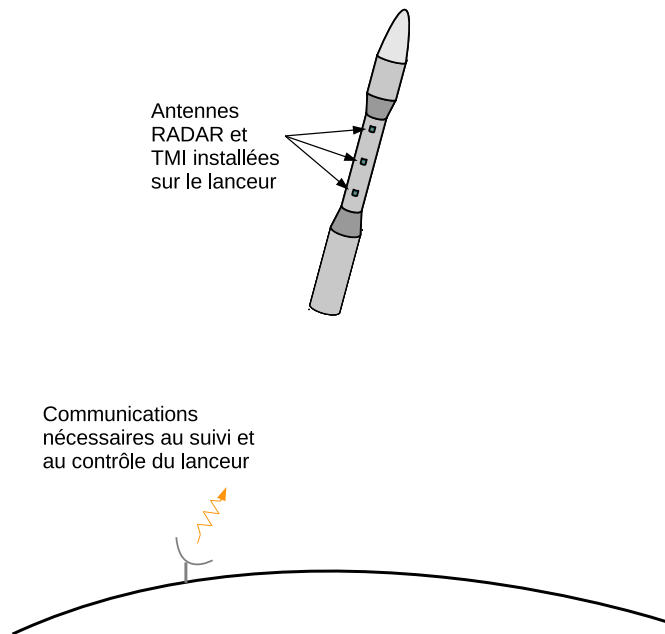


FIGURE 6.1 – Illustration des communications entre le lanceur et la Terre.

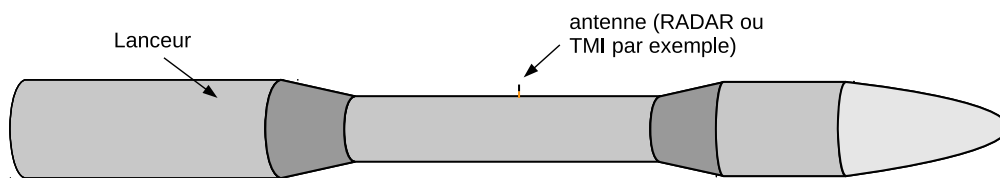


FIGURE 6.2 – Schéma d'un lanceur spatial sur lequel sont installées les antennes RADAR et TMI.

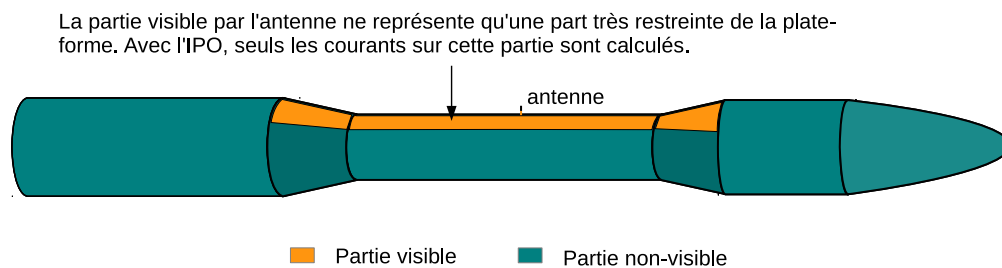


FIGURE 6.3 – Problème de la modélisation des courants sur les zones non-visibles du lanceur.



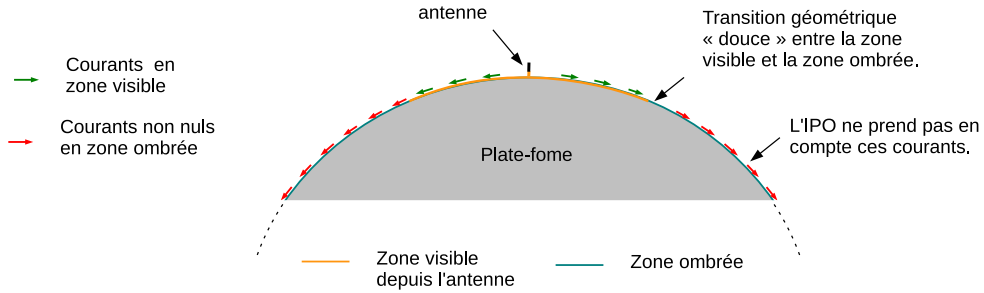


FIGURE 6.4 – Illustration, sur une section du lanceur, de la problématique associée à la modélisation des courants en zone ombrée sur une structure présentant une transition géométrique “douce” entre les zones visibles et ombrées.

## 6.2 Modélisation des courants en zone ombrée : une nouvelle approche, la TSD

Dans la perspective de calculer précisément le diagramme de rayonnement d’une antenne (éventuellement environnée) montée sur un lanceur spatial, on recherche dans ce premier paragraphe une méthode asymptotique répondant aux contraintes suivantes :

- méthode capable de fournir une bonne approximation des courants induits par une source sur une plate-forme à symétrie de révolution,
- méthode basée sur l’IPO de manière à réutiliser le noyau de calcul du code asymptotique utilisé dans le programme DG-FDTD/IPO,
- méthode capable de gérer des sources d’excitation placées à proximité de la structure diffractante de manière à pouvoir s’intégrer dans un schéma hybride, basé sur la FDTD, et permettant d’analyser les antennes sur structure.

### 6.2.1 Une solution existante : la méthode de Kaye

Une phase de bibliographie sur les approches en rapport avec l’IPO a permis d’identifier une méthode asymptotique visant à calculer les courants induits sur les zones ombrées d’une structure métallique éclairée par une onde plane [116]. Le prochain paragraphe présente plus en détail cette méthode proposée par Kaye.

#### 6.2.1.1 Principe de la méthode

Afin d’illustrer le principe de la méthode proposée par Kaye, considérons un objet parfaitement conducteur, ici un cylindre, illuminé par une onde plane (Figure 6.5). La densité surfacique de courant  $\vec{J}$ , en un point  $\vec{R}$  de l’objet, peut être calculée à partir de l’équation intégrale sur le champ magnétique

$$\vec{J}(\vec{r}) = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma} \vec{J}(\vec{r}') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') ds' \quad (6.1)$$

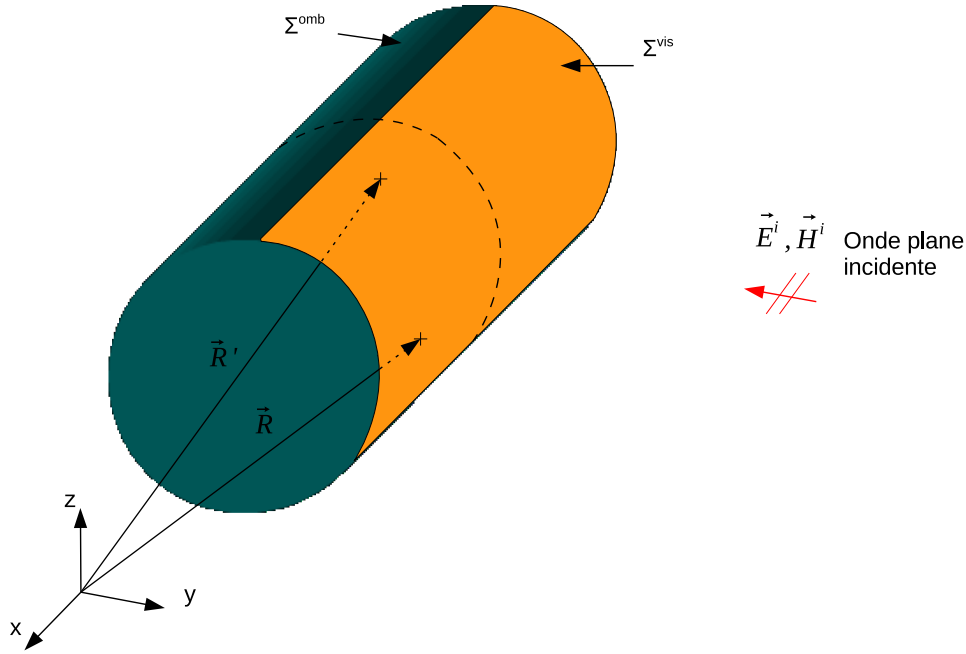


FIGURE 6.5 – Problème de diffraction par un objet à symétrie de révolution pouvant être traité par la méthode proposée par Kaye.

où  $\Sigma$  désigne la surface de l'objet et  $\vec{r}$  et  $\vec{r}'$  représentent respectivement le point d'observation et le point source sur  $\Sigma$ .  $\vec{H}^i(\vec{r})$  correspond au champ magnétique incident sur l'ensemble de la structure (partie ombrée comprise).  $\vec{\nabla}'G$  correspond au gradient de la fonction de Green du vide. Le prime indiqué sur le gradient signifie que la différentiation est appliquée sur les coordonnées du point source.

La méthode proposée par Kaye est un algorithme permettant de résoudre itérativement cette équation intégrale sur le champ magnétique. Les courants induits sont obtenus en ajoutant des courants de correction aux courants optiques calculés selon le principe classique de l'IPO. La mise en œuvre de cet algorithme nécessite tout d'abord une division de la surface de l'objet en deux régions : une éclairée par l'onde plane (domaine visible) et une ombrée (non-visible). La méthode se déroule ensuite en quatre étapes.

Seules les deux premières étapes, sur lesquelles s'appuiera la méthode TSD, sont détaillées dans ce paragraphe.

#### Première étape : calcul itératif des courants optiques sur la partie éclairée.

La première étape de la méthode consiste à calculer les courants optiques  $\vec{J}_{opt}^{vis}$  sur la partie visible (éclairée) de l'objet en résolvant l'équation suivante

$$\vec{J}_{opt}^{vis}(\vec{r}) = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma^{vis}} \vec{J}_{opt}^{vis}(\vec{r}') \times \vec{\nabla}'G(\vec{r} - \vec{r}') ds' \quad (6.2)$$

Cette équation intégrale, définie sur les courants de la partie visible de l'objet, montre

que les courants optiques sur la partie éclairée correspondent à la somme des courants induits par le champ incident (terme  $2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r})$ ) et le champ re-rayonné par les courants sur la partie éclairée (terme intégral). On note que cette équation intégrale considère l'interaction entre tous les points de la surface éclairée de l'objet, qu'ils soient visibles ou non entre eux. L'équation 6.2 est résolue itérativement en utilisant le principe IPO décrit au paragraphe 3.2.2.2 du chapitre 3. Ceci permet de prendre en compte progressivement les interactions à l'intérieur de la partie visible. On a ainsi :

$$[\vec{J}_{opt}^{vis}(\vec{r})]_N = [\vec{J}_{opt}^{vis}(\vec{r})]_0 + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma^{vis}} [\vec{J}_{opt}^{vis}(\vec{r}')]_{N-1} \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') ds' \quad (6.3)$$

où  $[\vec{J}_{opt}^{vis}(\vec{r})]_0 = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r})$ . Ce calcul itératif s'arrête lorsque la convergence est atteinte. On note  $N_{conv1}$  le nombre d'itérations nécessaires à la convergence.

#### Deuxième étape : calcul itératif des courants optiques sur la partie ombrée.

La deuxième étape de l'algorithme proposé par Kaye consiste à calculer les courants optiques  $\vec{J}_{opt}^{omb}$  sur la partie ombrée de l'objet.

$$\begin{aligned} \vec{J}_{opt}^{omb}(\vec{r}) = & 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma^{vis}} [\vec{J}_{opt}^{vis}(\vec{r}')]_{N_{conv1}} \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') ds' \\ & + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma^{omb}} \vec{J}_{opt}^{omb}(\vec{r}') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') ds' \end{aligned} \quad (6.4)$$

Dans cette expression, si l'on considère uniquement les deux premiers termes de droite, on constate que les courants optiques sur la partie ombrée correspondent aux courants induits par la somme du champ incident (rayonnement direct depuis la source) et du champ re-rayonné par les courants de la partie visible. Le troisième terme prend en compte le re-rayonnement des autres courants présents sur la partie ombrée.

Une nouvelle fois, cette équation intégrale peut être résolue de manière itérative en suivant une démarche similaire à celle utilisée dans le cadre de l'IPO au chapitre 3 (équation 6.5). Dans la suite, on note  $N_{conv2}$  le nombre d'itérations nécessaires à la convergence lors du calcul itératif mené lors de cette deuxième étape.

$$[\vec{J}_{opt}^{omb}(\vec{r})]_N = [\vec{J}_{opt}^{omb}(\vec{r})]_0 + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma^{omb}} [\vec{J}_{opt}^{omb}(\vec{r}')]_{N-1} \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') ds' \quad (6.5)$$

La valeur initiale  $[\vec{J}_{opt}^{omb}(\vec{r})]_0$  de la densité de courant sur la partie ombrée utilisée dans le calcul itératif est alors :

$$[\vec{J}_{opt}^{omb}(\vec{r})]_0 = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma^{vis}} [\vec{J}_{opt}^{vis}(\vec{r}')]_{N_{conv1}} \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') ds' \quad (6.6)$$

Les courants  $\vec{J}^{vis}$  et  $\vec{J}^{omb}$  induits sur les parties visible et ombrée de l'objet sont finalement obtenus en ajoutant des courants de corrections,  $\vec{J}_{cor}^{vis}$  et  $\vec{J}_{cor}^{omb}$

$$\vec{J}^{vis}(\vec{r}) = [\vec{J}_{opt}^{vis}(\vec{r})]_{Nconv1} + [\vec{J}_{cor}^{vis}(\vec{r})]_{Nconv3} \quad (6.7)$$

$$\vec{J}^{omb}(\vec{r}) = [\vec{J}_{opt}^{omb}(\vec{r})]_{Nconv2} + [\vec{J}_{cor}^{omb}(\vec{r})]_{Nconv4} \quad (6.8)$$

Le calcul itératif des courants de correction pour les parties visible et ombrée correspondent respectivement à la troisième et la quatrième étape de l'algorithme. Les courants  $\vec{J}_{cor}^{vis}$  sont calculés en considérant le re-rayonnement des courants optiques de la partie ombrée vers la partie éclairée. Quant aux courants  $\vec{J}_{cor}^{omb}$ , ils sont obtenus en considérant le re-rayonnement des courants de correction de la partie visible vers la partie ombrée. Afin de ne pas alourdir le manuscrit leur calcul n'est pas détaillé ici. Le lecteur pourra néanmoins consulter l'article référence [116] pour plus de précisions à ce sujet.

En conclusion, la méthode qui vient d'être présentée permet *a priori* de calculer précisément, via une approche asymptotique itérative, les courants sur les parties visible et non-visible d'un objet illuminé par une onde plane. Le prochain paragraphe entend évaluer la possibilité d'utiliser cette méthode pour calculer les courants induits sur une plate-forme à symétrie de révolution par une source d'excitation placée à proximité de cette dernière. Ceci constitue une étape préliminaire essentielle en vue de la résolution du problème d'antenne environnée sur lanceur.

#### 6.2.1.2 Évaluation de la méthode de Kaye : calcul des courants sur un cylindre éclairé par une source située à proximité

La méthode présentée dans le paragraphe précédent suppose que l'objet à analyser est illuminé par une onde plane. Or, dans la perspective de résoudre un problème d'antenne sur lanceur, la plate-forme serait illuminée par un ensemble de sources équivalentes, provenant d'une simulation FDTD (voire DG-FDTD), situées à proximité immédiate de cette plate-forme (Figure 6.6). Ce paragraphe a donc pour objectif d'évaluer la capacité de la méthode de Kaye à calculer précisément les courants sur une plate-forme à symétrie de révolution illuminée par une source située à proximité.

##### Description du scénario de test

Dans cet objectif, on considère un scénario canonique constitué d'un cylindre de  $8\lambda_{1GHz}$  de long et de  $3\lambda_{1GHz}$  de rayon, orienté suivant l'axe x, parfaitement conducteur et d'épaisseur nulle, éclairé par un dipôle infinitésimal orienté suivant l'axe y (Figure 6.7). On précise que le choix de l'orientation du dipôle a été effectué de manière à se rapprocher du cas monopôle sur cylindre qui sera traité dans la suite de ce chapitre. On note également que le cylindre utilisé ici est constitué de 32 bandes définies dans la longueur du cylindre. Ce choix se justifie par la volonté d'identifier facilement, et sans ambiguïté, les domaines éclairés (visibles) et ombrés (non-visibles). La détermination des domaines visibles et ombrés s'effectue à partir du "critère de la normale". Un point de la surface appartient au domaine visible si

$$\vec{n} \cdot (\vec{r} - \vec{r}_s') < 0 \quad (6.9)$$

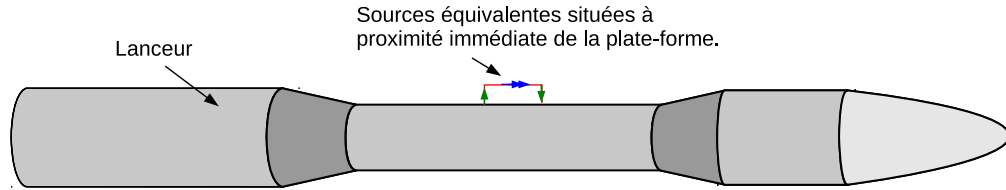


FIGURE 6.6 – Problématique liée à la proximité entre les sources équivalentes et le lanceur.

où  $\vec{r}$  et  $\vec{r}_s'$  représentent respectivement le point récepteur sur le cylindre et le point émetteur au niveau de la source (Figure 6.8).

Enfin, deux positions sont ici considérées pour le dipôle afin d'évaluer l'influence de l'éloignement de la source par rapport à la plate-forme. La distance séparant le dipôle de la surface du cylindre est de  $2\lambda_{1GHz}$  pour la première position et de  $\lambda_{1GHz}/3$  pour la seconde. Le domaine visible comprend 4 bandes lorsque le dipôle est proche du cylindre et 10 bandes lorsqu'il est éloigné.

#### Mise en œuvre de la simulation par la méthode de Kaye et de la simulation référence

Le scénario canonique décrit sur la Figure 6.7 est tout d'abord simulé, à 1 GHz, avec la MLFMM sous le logiciel FEKO afin de disposer d'une simulation référence pour chaque position de la source. Le cylindre constitué de 32 bandes est discrétisé en utilisant un maillage fin en  $\lambda_{1GHz}/16$  afin de limiter les risques de non convergence. Ce niveau de discrétisation conduit à résoudre un problème comprenant 185297 facettes.

Ce même scénario est maintenant simulé avec la méthode de Kaye, toujours à 1 GHz et pour les deux positions de dipôle. Un maillage relativement fin en  $\lambda_{1GHz}/8,5$  est adopté pour discrétiser le cylindre. Ce niveau de discrétisation conduit ici à la résolution d'un problème comprenant 9600 facettes. On note que l'excitation par une source théorique permet ici de s'affranchir de la modélisation d'une source d'excitation avec une méthode rigoureuse. Enfin, on précise que les calculs itératifs des courants, optiques et de corrections, effectués lors des simulations par la méthode Kaye, sont menés jusqu'au critère d'arrêt  $\delta = 0,001\%$  établi au chapitre précédent (cf. paragraphe 5.4.2.1).

#### Comparaison des résultats obtenus avec la MLFMM de FEKO

On s'intéresse tout d'abord aux résultats obtenus lorsque le dipôle est situé à  $2\lambda_{1GHz}$  du cylindre (cas dipôle éloigné). La Figure 6.9(a) compare, dans le plan  $(y0z)$ , la directivité  $E_\theta$  (CO-polarisation) du champ lointain calculée avec la MLFMM et l'approche Kaye. On constate que les résultats obtenus avec ces deux méthodes présentent un très bon accord. On précise que la CROSS-polarisation n'apparaît pas sur cette Figure puisque le plan  $(y0z)$  représente un plan de symétrie pour le scénario.

La Figure 6.9(a) fait également apparaître le résultat de la simulation PO de ce même scénario. On rappelle que dans cette simulation, les courants sur la partie ombrée ne sont pas calculés. On constate ici que les résultats PO sont plus éloignés de la MLFMM que ceux asso-

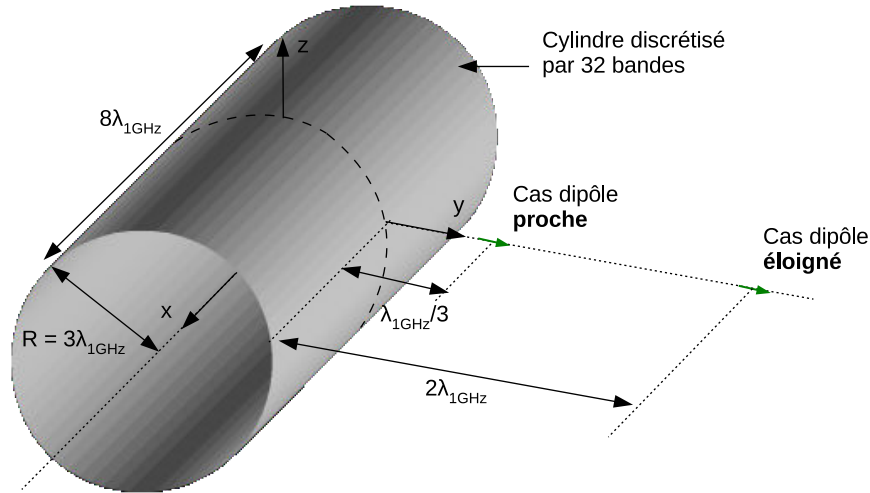


FIGURE 6.7 – Scénario canonique utilisé pour évaluer la capacité de la méthode “Kaye” pour calculer les courants sur une plate-forme à symétrie de révolution.

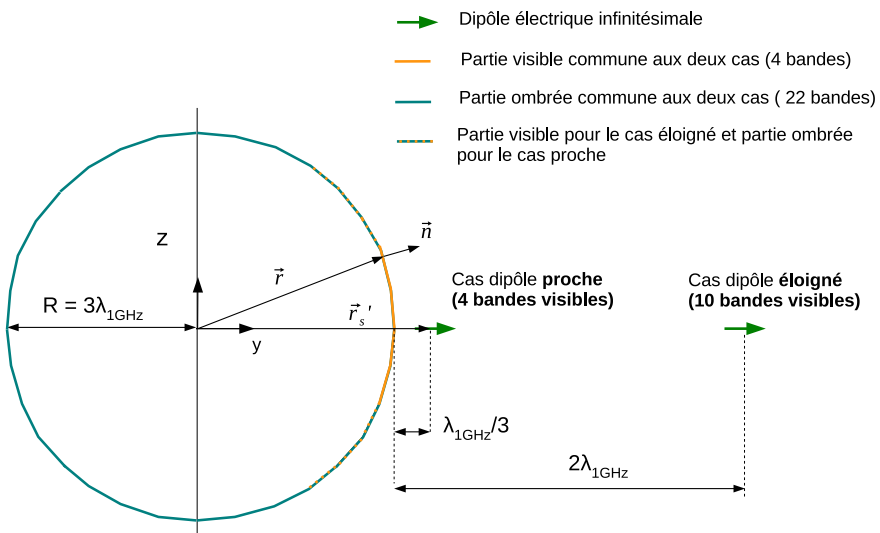


FIGURE 6.8 – Évaluation des domaines de visibilité en fonction de la distance entre le dipôle et le cylindre.

ciés à l'approche Kaye. Cette remarque s'applique notamment au champ rayonné derrière le cylindre ( $-120^\circ < \theta < -60^\circ$ ) : domaine du diagramme *a priori* le plus impacté par les courants sur la partie ombrée.

Finalement, l'ensemble de ces résultats indique que l'approche Kaye offre une bonne approximation des courants sur l'ensemble du cylindre, et en particulier sur la zone ombrée.

Les résultats obtenus avec le dipôle positionné à une distance  $\lambda_{1GHz}/3$  du cylindre sont présentés sur la Figure 6.9(b). Celle-ci compare, dans le plan  $(y0z)$ , la directivité de la composante  $E_\theta$  du champ lointain calculée avec la PO, la MLFMM et l'approche Kaye. On constate d'après cette figure que les résultats obtenus avec la méthode de Kaye et la MLFMM présentent un désaccord important. C'est également le cas des résultats PO et MLFMM. Les mauvais résultats obtenus avec l'approche Kaye tiennent au fait que la résolution itérative des courants sur la partie ombrée de l'objet n'a pas convergé. Les résultats présentés ici ont été obtenus après 75 itérations. C'est, dans la limite des 100 itérations fixée au niveau du code IPO, le nombre qui a permis d'obtenir la valeur de  $\delta$  la plus faible, à savoir  $\delta = 0,05\%$ . On remarque également que les résultats PO présentent un important désaccord avec les résultats MLFMM.

D'autres tests ont été effectués afin d'identifier les raisons de la non convergence lors de la résolution itérative des courants sur la partie ombrée. Ces tests se sont notamment intéressés à la finesse du maillage utilisé, l'orientation de la source, la valeur initiale des courants de départ ou encore l'amplitude des courants au niveau de la frontière entre la zone visible et la zone ombrée. Finalement, il ressort des tests effectués que, pour que l'approche proposée par Kaye fonctionne, il est nécessaire de conserver une zone visible suffisamment grande par rapport à la zone ombrée. En d'autres termes, la source doit être suffisamment éloignée de la plate-forme pour espérer obtenir une modélisation correcte des courants sur le cylindre. Dans le cas du cylindre considéré, l'approche Kaye ne fonctionne plus dès lors que la distance entre la source et le cylindre est inférieure à  $\lambda_{1GHz}/2$ . Ceci exclut la possibilité d'utiliser des sources équivalentes modélisant une antenne installée sur la plate-forme conductrice comme source d'excitation pour cette approche.

### 6.2.1.3 Conclusion quant à l'utilisation de l'approche proposée par Kaye

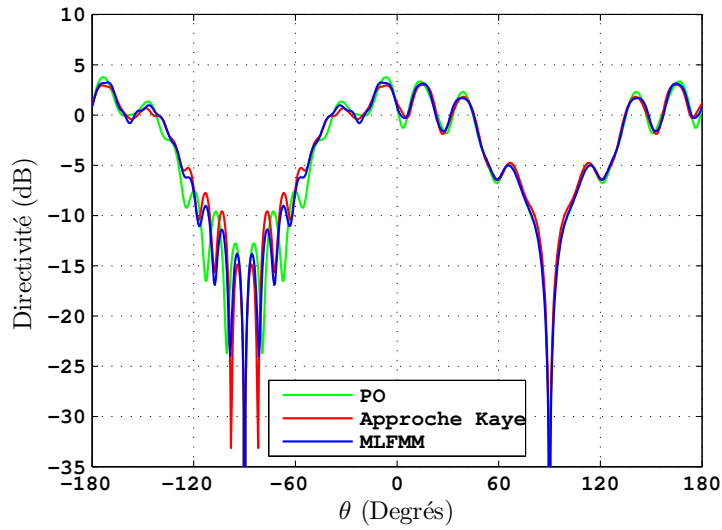
L'approche proposée par Kaye ne peut être retenue pour assurer la modélisation des courants sur une plate-forme à symétrie de révolution dans le cadre de la résolution d'un problème d'antenne sur lanceur. La suite de ce chapitre propose une solution inspirée de l'approche de Kaye permettant d'utiliser des sources d'excitation située à proximité de l'objet diffractant.

## 6.2.2 Proposition d'une nouvelle méthode : la TSD

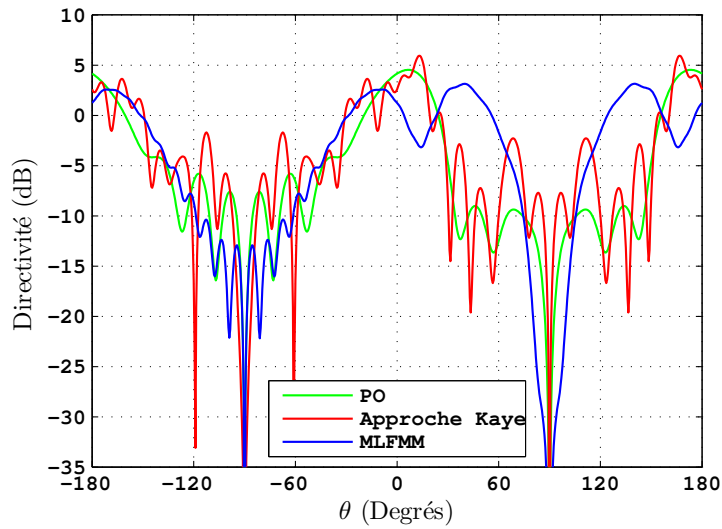
Ce paragraphe propose une nouvelle solution pour répondre à la problématique posée en introduction : la TSD<sup>2</sup>.

---

2. Traitement Séquentiel des Domaines



(a) distance cylindre-dipôle =  $2\lambda_{1GHz}$



(b) distance cylindre-dipôle =  $\lambda_{1GHz}/3$ .

FIGURE 6.9 – Comparaisons des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) dans le plan ( $y0z$ ), à 1 GHz, obtenus avec l'approche Kaye et la MLFMM pour deux distances cylindre-dipôle différentes.



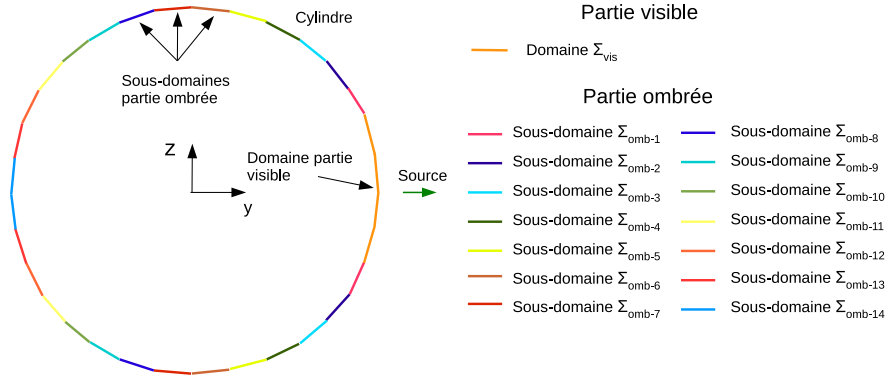


FIGURE 6.10 – Décomposition du problème en vue de l'application de la TSD.

### 6.2.2.1 Principe de la méthode

Afin d'illustrer le principe de la TSD, on considère le problème du dipôle infinitésimal placé devant un cylindre constitué de 32 bandes décrit dans le paragraphe précédent.

La TSD propose de calculer les courants sur l'ensemble du cylindre de manière séquentielle. Cette méthode, tout comme l'approche proposée par Kaye, se base tout d'abord sur une décomposition du problème en zone éclairée (visible) et zone ombrée (non-visible). Si la méthode TSD reprend la première étape de calcul des courants optiques sur la partie visible proposé dans le paragraphe précédent, elle propose ensuite une démarche originale permettant de calculer les courants optiques sur la partie ombrée tout en s'affranchissant des problèmes de convergence. Cette démarche s'appuie sur une décomposition de la partie ombrée en sous-domaines (Figure 6.10). Ici, la définition des sous-domaines de la partie ombrée s'appuie sur la discrétisation du cylindre en bandes.

La suite de ce paragraphe présente les différentes étapes de l'algorithme associé à la méthode TSD appliquée au calcul des courants sur un cylindre. Les schémas associés à ces différentes étapes sont regroupés sur la Figure 6.11.

#### Première phase : calcul itératif des courants optiques sur la partie visible

La TSD emprunte à l'approche proposée par Kaye le calcul des courants sur la partie éclairée de l'objet. Comme expliqué dans le paragraphe 6.2.1.1, elle consiste à résoudre de façon itérative l'équation intégrale portant uniquement sur les courants de la partie éclairée notée  $\Sigma_{vis}$  :

$$\vec{J}^{vis}(\vec{r}) = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma_{vis}} \vec{J}^{vis}(\vec{r}') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') d\vec{s}' \quad (6.10)$$

Dans cette expression, le vecteur  $\vec{H}^i(\vec{r})$  correspond au champ incident provenant de la source d'excitation. La résolution itérative de cette intégrale reprend la technique présentée dans l'IPO. Ainsi, la densité surfacique de courant électrique  $\vec{J}_N^{vis}$  au point  $\vec{r}$ , à l'itération  $N$  ( $N > 0$ ), est donnée par

$$\vec{J}_N^{vis}(\vec{r}) = \vec{J}_0^{vis}(\vec{r}) + 2\vec{n} \times \int_{vis} \vec{J}_{N-1}^{vis}(\vec{r}') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') dS'_c \quad (6.11)$$

où  $\vec{J}_0(\vec{r}) = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r})$ . On note que dans l'équation 6.11, les problèmes de visibilité entre les points de la surface n'interviennent pas. Chaque point interagit avec tous les autres.

Une fois la convergence atteinte, la valeur de la densité surfacique de courant  $\vec{J}_N^{vis}$  sur l'ensemble de la partie visible de la structure est sauvegardée et ne sera plus modifiée jusqu'à la résolution complète du problème.

### Deuxième phase : calcul séquentiel des courants optiques sur la partie ombrée

Le paragraphe sur la méthode de Kaye a montré qu'il était possible d'utiliser les courants optiques de la partie éclairée afin de calculer les courants sur la partie ombrée. Il a cependant mis en lumière des problèmes de convergence lors la résolution itérative des courants sur le domaine ombré avec le rapprochement de la source d'excitation vers l'objet. Ces problèmes de convergence ont été attribués à la trop faible dimension de la zone visible par rapport à la zone ombrée.

Afin de s'affranchir des problèmes de convergence rencontrés avec l'approche Kaye, la TSD propose, comme indiqué sur la Figure 6.11, de calculer les courants sur la partie ombrée sous-domaine après sous-domaine. On remplace ainsi le calcul itératif effectué sur la totalité de la partie ombrée par un calcul séquentiel.

La première étape de la deuxième phase de la simulation TSD consiste donc à calculer les courants sur les deux bandes adjacentes au domaine visible (Figure 6.11(a)). Ce calcul s'inspire de l'équation 6.4 utilisée dans l'approche de Kaye pour calculer les courants sur la partie masquée. D'après cette équation, les courants induits sur la partie masquée ont, au premier ordre, deux contributeurs : d'une part, le rayonnement direct provenant du dipôle source (premier terme de l'équation) et d'autre part le re-rayonnement des courants sur la partie éclairée de l'objet (second terme de l'équation). Le troisième terme de cette équation permet de prendre en compte les interactions entre les courants de la partie ombrée. Lors de la première étape de la TSD, le calcul des courants s'effectue uniquement sur une portion de la partie ombrée. Les interactions non locales sur la partie ombrée ne peuvent être prise en compte. Finalement, la densité surfacique de courant  $\vec{J}^{omb-1}$  sur le sous-domaine  $\sum_{omb-1}$  de la partie ombrée (sous-domaine adjacent au domaine visible) est donnée par

$$\vec{J}^{omb-1}(\vec{r}) = 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) + 2\vec{n} \times \int_{\sum_{vis}} \vec{J}_N^{vis}(\vec{r}') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') dS' \quad (6.12)$$

Une fois le calcul de la densité surfacique  $\vec{J}^{omb-1}$  effectuée, la valeur des courants est sauvegardée et ne sera plus modifiée jusqu'à la résolution complète du problème.

La simulation TSD se poursuit avec le calcul des courants sur le sous-domaine  $\sum_{omb-2}$  constitué des deux bandes adjacentes au sous-domaine  $\sum_{omb-1}$ . Ceci constitue la deuxième

étape de la deuxième phase. Le problème considéré à cette étape, et décrit sur la Figure 6.11(b), est similaire à celui rencontré lors de l'étape précédente. Ici, la structure occultant le sous-domaine  $\Sigma_{omb-2}$  correspond à la concaténation du domaine visible  $\Sigma_{vis}$  et du domaine  $\Sigma_{omb-1}$ . Les courants sur le sous-domaine  $\Sigma_{omb-2}$  ont deux contributeurs qui sont le rayonnement direct provenant du dipôle source et le re-rayonnement des courants sur la partie occultant le sous-domaine  $\Sigma_{omb-2}$ . Aussi, la densité surfacique de courant  $\vec{J}^{omb-2}$  sur le sous-domaine  $\Sigma_{omb-2}$  est donnée par

$$\begin{aligned} \vec{J}^{omb-2}(\vec{r}) = & 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}) + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma_{vis}} \vec{J}_N^{vis}(\vec{r}') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') ds' \\ & + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma_{omb-1}} \vec{J}^{omb-1}(\vec{r}') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r} - \vec{r}') ds' \end{aligned} \quad (6.13)$$

De même que dans les étapes précédentes, une fois calculés, les courants sur le sous-domaine  $\Sigma_{omb-2}$  ne sont plus modifiés dans le reste de la simulation TSD.

Les courants sur les sous-domaines de la partie ombrée restante sont calculés séquentiellement en adoptant le même type de démarche. Ainsi, les courants sur le sous-domaine  $\Sigma_{omb-k}$  sont calculés à partir des courants du domaine visible et des sous-domaines 1 à  $(k-1)$ , et du champ incident provenant directement de la source. L'expression de la densité surfacique de courant sur le sous-domaine k est la suivante

$$\begin{aligned} \vec{J}^{omb-k}(\vec{r}_c) = & 2\vec{n} \times \vec{H}^i(\vec{r}_c) + 2\vec{n} \times \int_{\Sigma_{vis}} \vec{J}_N^{vis}(\vec{r}_c') \times \vec{\nabla}' G(\vec{r}_c - \vec{r}_c') ds' \\ & + \sum_{i=1}^{k-1} 2\vec{n} \times \int_{\Sigma_{omb-i}} \vec{J}^{omb-i}(\vec{r}_c'') \times \vec{\nabla}'' G(\vec{r}_c - \vec{r}_c'') ds'' \end{aligned} \quad (6.14)$$

Enfin, la simulation TSD s'arrête lorsque les courants sur l'ensemble des sous-domaines de la partie ombrée ont été calculés.

Le prochain paragraphe entend évaluer les performances de la méthode TSD qui vient d'être présentée.

### 6.2.2.2 Évaluation de la méthode

Le scénario canonique décrit sur la Figure 6.7, et utilisé pour évaluer les capacités de la méthode Kaye, est repris afin d'évaluer cette fois les capacités de la méthode TSD.

#### Mise en œuvre des simulations TSD

Le scénario est simulé à 1 GHz avec la méthode TSD pour les deux positions de dipôle. Le maillage en  $\lambda_{1GHz}/8,5$  utilisé pour discrétiser le cylindre lors des simulations par la méthode Kaye est de nouveau adopté ici.

La simulation du premier cas, correspondant au dipôle placé à une distance de  $2\lambda_{1GHz}$  du cylindre, est réalisée en deux phases. La première concerne le calcul itératif des courants sur la partie visible composée ici de 10 bandes. Le critère d'arrêt pour ce calcul est le même

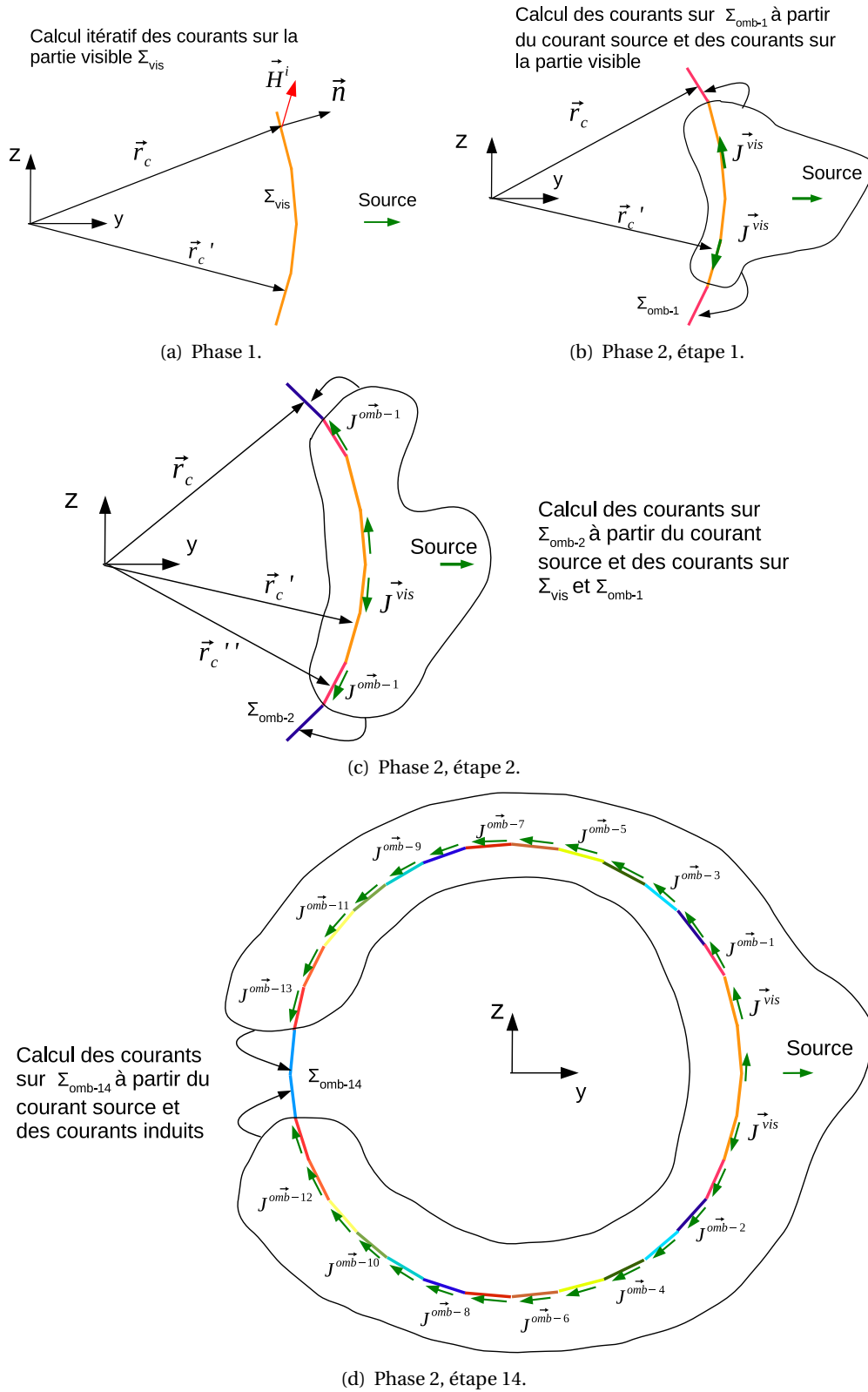


FIGURE 6.11 – Illustration de la méthode TSD.

que celui utilisé lors de la simulation par la méthode Kaye, à savoir  $\delta = 0,001\%$ . La deuxième phase de la simulation dédiée au calcul des courants sur la partie ombrée nécessite 11 étapes (11 sous-domaines).

La simulation TSD du scénario avec un dipôle placé à  $\lambda_{1GHz}/3$  est également effectuée en deux phases. Le calcul itératif des courants sur la partie visible concerne cette fois 4 bandes seulement. Le calcul des courants sur la partie ombrée requiert 14 étapes.

### Comparaison des résultats TSD avec la MLFMM du logiciel FEKO

La Figure 6.12(a) compare tout d'abord les diagrammes de directivité de la composante ( $E_\theta$ ), dans le plan ( $y0z$ ) et à 1 GHz, obtenus avec la TSD et la MLFMM (FEKO) lorsque le dipôle est placé à  $2 \lambda_{1GHz}$ . Les résultats présentés ici montrent un très bon accord sur tout l'espace angulaire.

Les résultats obtenus en plaçant le dipôle à une distance de  $\lambda_{1GHz}/3$  sont présentés sur la Figure 6.12(b). On observe toujours la composante ( $E_\theta$ ) du champ lointain dans le plan ( $y0z$ ) et à 1 GHz. Cette Figure montre de nouveau un bon accord entre les méthodes TSD et MLFMM. Ces résultats démontrent donc la capacité de la TSD à fournir une bonne approximation des courants sur une structure à symétrie de révolution éclairée par une source située à proximité de cette dernière. On rappelle que sur ce même scénario, l'approche Kaye a fourni des résultats très éloignés de la simulation FEKO référence. L'approche originale développée pour calculer les courants sur la partie ombrée en évitant les problèmes de convergence s'avère donc payante.

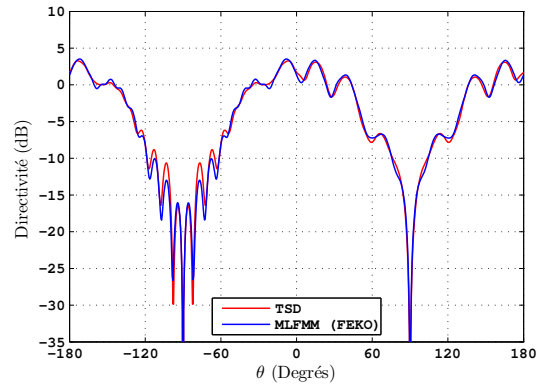
### Évaluation sur un cas dipôle très proche du cylindre

Les capacités de la TSD ont été évaluées sur un scénario plus critique encore, en plaçant cette fois le dipôle infinitésimal à une distance  $\lambda_{1GHz}/10$  du cylindre. Seules deux bandes sont alors visibles depuis la source. Suite à la résolution itérative des courants sur la partie visible, 15 étapes sont nécessaires pour calculer les courants sur la partie ombrée du cylindre. La Figure 6.12(c) compare les résultats TSD avec la simulation MLFMM de ce scénario effectuée sous FEKO à 1 GHz. Plus précisément, cette Figure compare la directivité de la composante ( $E_\theta$ ) du champ lointain dans le plan ( $y0z$ ) et à 1 GHz. Les résultats obtenus montrent globalement un bon accord entre les deux méthodes. Les différences les plus significatives apparaissent dans la zone de rayonnement arrière (aux alentours de  $\theta = -90^\circ$ ), là où les niveaux de directivité sont les plus faibles.

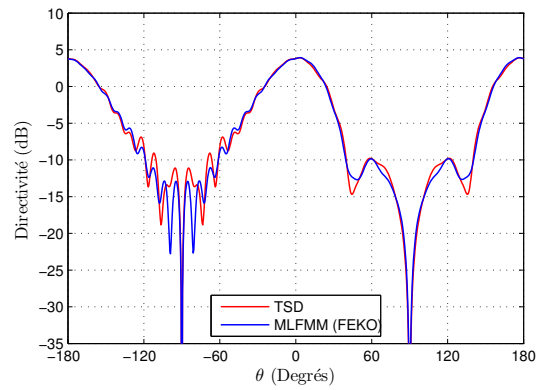
Ce dernier cas indique donc que la TSD peut permettre de modéliser de manière satisfaisante les courants sur un objet de type cylindre même lorsque l'excitation est à proximité immédiate de la structure diffractante.

### 6.2.3 Conclusion sur le choix de la méthode TSD

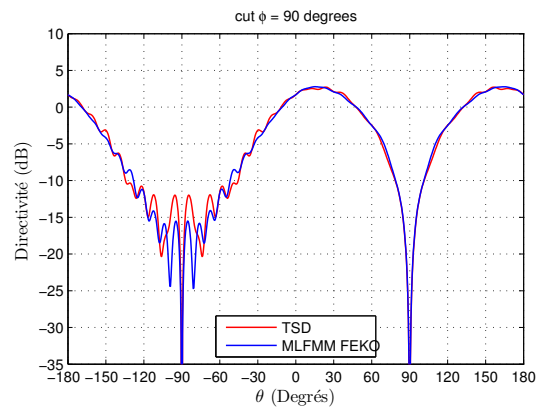
L'objectif de ce premier paragraphe était de proposer une méthode asymptotique, basée sur l'IPO, capable de fournir une bonne approximation des courants induits par une antenne installée sur une plate-forme à symétrie de révolution.



(a) Distance cylindre-dipôle =  $2\lambda_{1GHz}$ .



(b) Distance cylindre-dipôle =  $\lambda_{1GHz}/3$ .



(c) Distance cylindre-dipôle =  $\lambda_{1GHz}/10$ .

FIGURE 6.12 – Comparaisons des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) dans le plan ( $y0z$ ), à 1 GHz, obtenus avec l'approche TSD et la MLFMM pour trois distances cylindre-dipôle différentes.

Ce paragraphe a tout d'abord considéré une approche proposée par Kaye, permettant de calculer itérativement les courants sur une plate-forme quelconque dans un contexte SER. Cette approche a tout d'abord fourni des résultats encourageants sur un scénario canonique constitué d'un dipôle infinitésimal placé face à un cylindre. Elle a ensuite montré ses limites avec le rapprochement de la source d'excitation vers la structure diffractante.

Cette solution ne pouvant être retenue en vue de la résolution d'un problème d'antenne sur lanceur, ce paragraphe a proposé une nouvelle approche appelée TSD. Cette méthode se distingue principalement par le calcul séquentiel des courants sur la partie ombrée. Suite à sa présentation, cette méthode a été évaluée sur le même scénario canonique de dipôle devant un cylindre. Les résultats obtenus avec la TSD ont montré un bon accord au niveau du champ lointain avec les résultats MLFMM (FEKO), même avec un dipôle placé à proximité immédiate de la structure.

En vue de résoudre un problème d'antenne sur lanceur avec une hybridation de la DG-FDTD avec la TSD, le prochain paragraphe propose de valider le couplage entre la FDTD et la TSD sur un scénario canonique d'antenne sur cylindre.

### 6.3 Analyse d'un problème d'antenne sur cylindre : validation de l'hybridation entre la FDTD et la TSD

#### 6.3.1 Introduction

L'approche TSD a démontré sa capacité à calculer les courants sur une structure cylindrique excitée par une source située à proximité immédiate. Toujours dans l'optique de résoudre un problème d'antenne sur lanceur avec une méthode hybride DG-FDTD/TSD, ce paragraphe propose maintenant de simuler un scénario canonique d'antenne sur cylindre. L'objectif de ce paragraphe est double :

- valider l'interfaçage entre un volume FDTD et la TSD dans une configuration antenne sur cylindre,
- valider le calcul des courants avec la TSD sur un cylindre non discrétisé au départ et présentant un diamètre électrique comparable à celui du lanceur Ariane qui sera considéré à la fin de ce chapitre.

#### 6.3.2 Présentation du scénario canonique retenu

La Figure 6.13 présente le scénario canonique d'antenne sur cylindre utilisé pour valider le couplage entre un volume FDTD et la TSD. Ce scénario est constitué d'un monopôle de hauteur  $\lambda_0/4$  à la fréquence de travail  $f_0 = 4,275$  GHz choisie pour ce scénario. Ce monopôle est placé sur un cylindre de  $20\lambda_0$  de long et de  $5,7\lambda_0$  de rayon. On précise que le rayon a été choisi de manière à se confronter à la modélisation des courants sur une structure cylindrique dont le rapport  $R/\lambda$  est comparable à celui rencontré sur le lanceur Ariane qui sera abordé en fin de chapitre. Enfin, comme précisé sur la Figure 6.13, le cylindre n'est pas fermé à ses extrémités (cylindre creux).

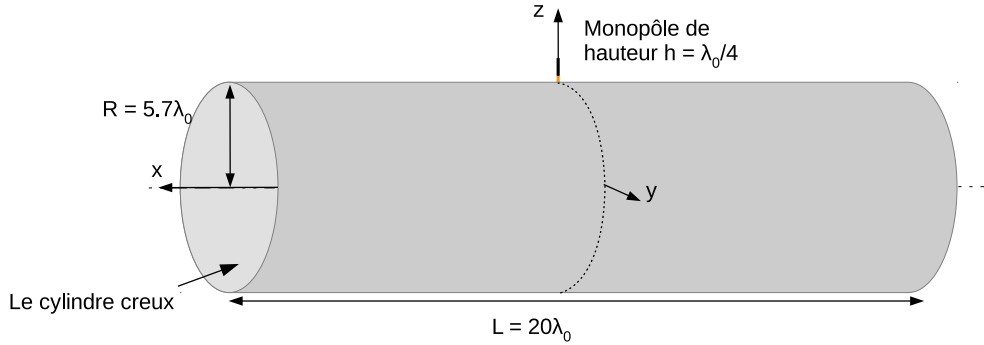


FIGURE 6.13 – Scénario canonique de type monopôle sur cylindre utilisé pour la validation de l'hybridation FDTD/TSD. La fréquence de travail pour ce scénario est  $f_0 = 4,275$  GHz.

### 6.3.3 Décomposition FDTD/TSD du problème

La simulation FDTD/TSD de ce problème est décomposée en deux simulations comme présenté sur la Figure 6.14. Tout d'abord, une simulation FDTD est utilisée pour analyser l'antenne et son environnement d'intégration immédiat (portion de cylindre au pied de l'antenne). La méthode TSD, présentée dans le paragraphe 6.2.2.1, est ensuite utilisée pour analyser le cylindre. Les deux simulations sont interfacées via le principe d'équivalence. Plus précisément, une surface de Huygens englobant l'antenne est définie au cours de la simulation FDTD. Les courants équivalents obtenus sur cette surface à l'issue de la simulation FDTD servent, après conversion dans le domaine fréquentiel, d'excitation pour la simulation TSD.

Les détails de mise en œuvre de cette simulation sont présentés dans le paragraphe suivant.

### 6.3.4 Mise en œuvre de la simulation FDTD/TSD du scénario

#### 6.3.4.1 Mise en œuvre de la simulation FDTD

La simulation de l'antenne avec une portion de cylindre est réalisée dans un volume FDTD de  $2 \times 2 \times 0,375\lambda_0^3$  à la fréquence  $f_0 = 4,275$  GHz. Ce volume FDTD intègre une couche absorbante de PLM à sa surface afin de simuler un problème infini.

Le volume est ici discrétisé en utilisant un maillage fin en  $\lambda_0/60$ . Comme illustré sur le schéma de la Figure 6.14, le maillage FDTD cubique utilisé ici impose une discrétisation du cylindre du type "marche d'escalier".

La surface de Huygens définie au cours de cette simulation FDTD est une surface 5 faces, centrée sur l'antenne, et fermée par la portion métallique de cylindre. Elle définit un volume de  $0,57 \times 0,57 \times 0,28\lambda_0^3$ .

Le choix des dimensions du domaine analysé avec la FDTD est une variable importante de la simulation FDTD/TSD. La boîte de Huygens doit en particulier avoir des dimensions suffisantes pour prendre en compte précisément les interactions au pied de l'antenne. Les



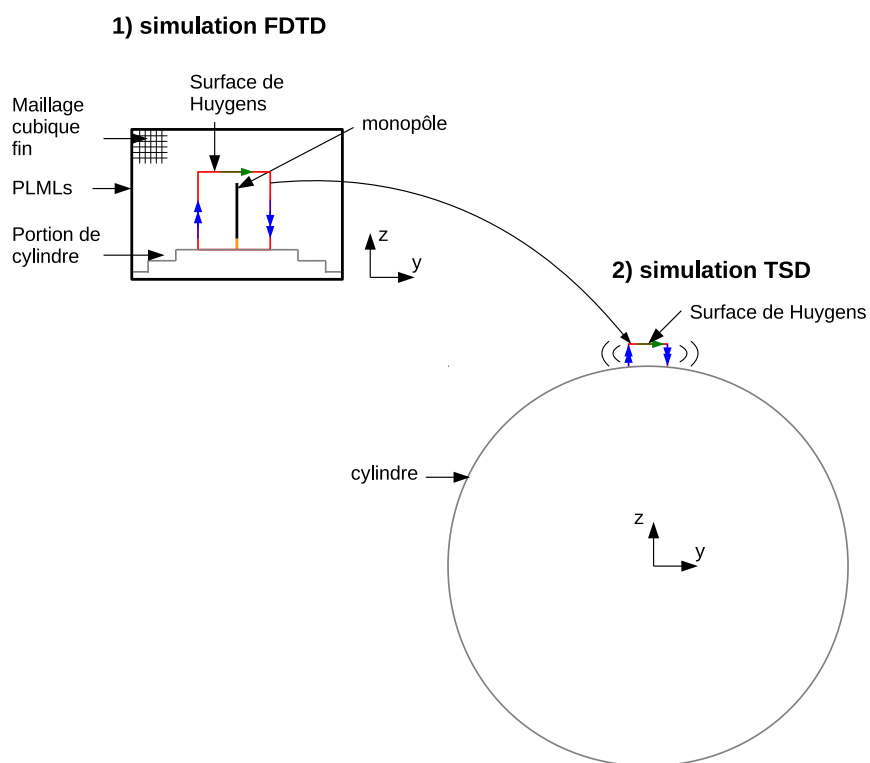


FIGURE 6.14 – Schéma de décomposition FDTD/TSD de la simulation du scénario d'antenne sur cylindre.

dimensions de cette boîte doivent cependant rester restreintes de manière à ne pas alourdir inutilement la simulation. De plus, l'augmentation des dimensions de la boîte de Huygens complique la gestion de la phase de calcul du domaine visible associé à la TSD. Ce point sera abordé dans le prochain paragraphe.

#### 6.3.4.2 Mise en œuvre de la simulation TSD

##### Calcul des courants d'excitation

La simulation FDTD décrite précédemment permet d'obtenir, via la surface de Huygens, des courants équivalents modélisant l'antenne et son environnement d'implantation immédiat. Ces courants étant définis dans le domaine temporel, il doivent tout d'abord faire l'objet d'une conversion dans le domaine fréquentiel afin de servir de source d'excitation pour la simulation TSD. Au cours de cette phase de conversion, ces courants équivalents subissent une compression spatiale et temporelle afin d'améliorer l'efficacité de l'hybridation.

Cette phase étant en tout point identique à celle rencontrée lors du couplage entre la DG-FDTD et l'IPO (cf. paragraphe 3.2.3.1), elle ne sera pas décrite plus en détail ici.

##### Maillage du cylindre

La simulation TSD se base sur la résolution séquentielle des courants sur des sous-domaines. Elle nécessite donc un maillage adapté de la structure à analyser. Comme indiqué sur la Figure 6.15, le cylindre est ici discrétisé à l'aide de 256 bandes d'une largeur de  $0,7\lambda_0$ . Chacune de ces bandes est ensuite modélisée par 564 facettes de forme rectangulaire. Le niveau de résolution du maillage ainsi obtenu est de l'ordre de  $\frac{\lambda_0}{14}$ . Un niveau de résolution fin a volontairement été choisi ici de manière à s'affranchir des erreurs liées à ce paramètre.

##### Calcul des visibilité

La méthode TSD repose sur la définition d'un domaine visible et d'un domaine ombré. On s'intéresse ici à leur définition.

Lors de la présentation de la méthode TSD, le domaine visible du cylindre était défini par rapport à une excitation provenant d'une source unitaire. Ici, l'excitation est constituée d'un ensemble de source unitaire. Il y a donc *a priori* non pas un mais plusieurs domaines visibles. Une manière rigoureuse de traiter cette question serait de calculer le domaine visible associé à chaque source. Ceci impliquerait de lancer autant de simulations TSD qu'il y a de configurations de visibilité possibles. Cette solution, certes rigoureuse, s'avérerait néanmoins rapidement très lourde à mettre en œuvre.

Pour éviter ce problème, la simulation mise en place ici propose de calculer, à partir d'un seul point de la surface de Huygens, un domaine visible global qui est ensuite partagé par toutes les sources équivalentes de la surface. Comme le montre la Figure 6.16, ce point est défini au centre de la face supérieure de la surface de Huygens. Ce point est pris sur la face supérieure et non au centre du volume car des tests, non présentés ici, ont montré que la sur-estimation du domaine visible a tendance à améliorer les résultats.

Le domaine visible, calculé par cette dernière méthode, comprend 26 bandes.

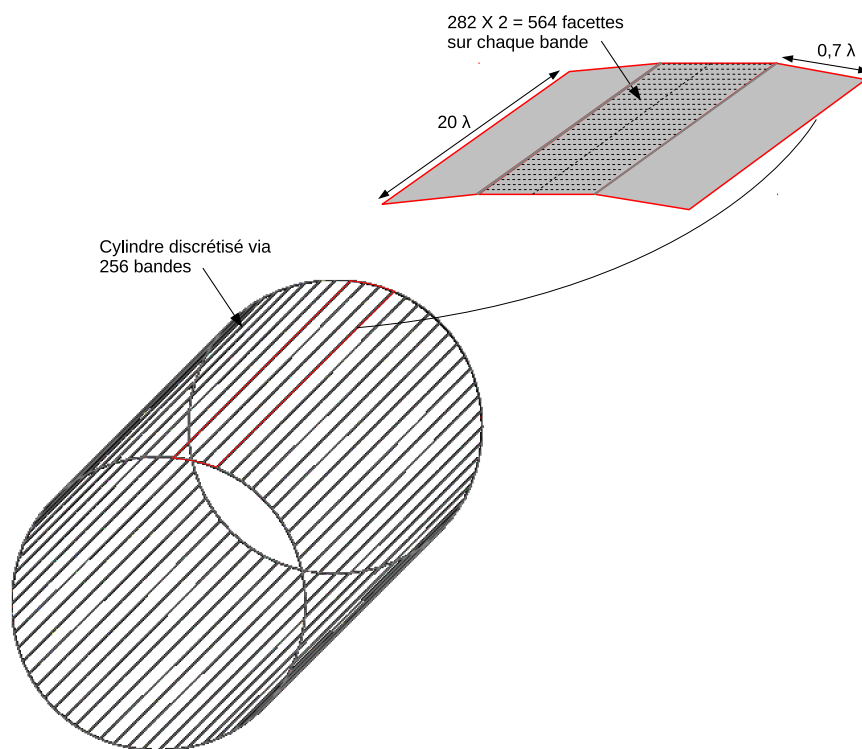


FIGURE 6.15 – Discrétisation du cylindre par des bandes en vue de la simulation TSD.

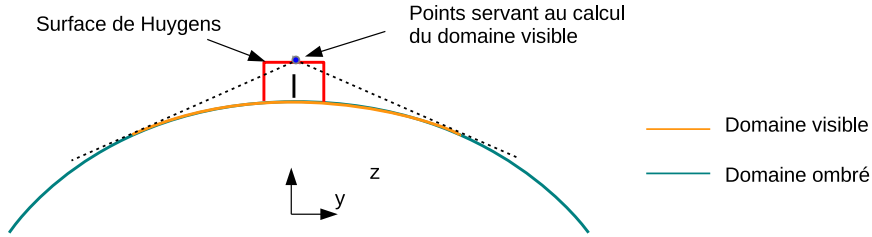


FIGURE 6.16 – Calcul global des domaines visibles et ombrés sur le cylindre.

### Application de l'algorithme TSD

La simulation TSD est réalisée en deux phases comme présenté dans le paragraphe 6.2.2.1.

La première phase correspondant au calcul des courants sur la partie visible considère ici 26 bandes. On précise que lors de cette première phase, les sources n'éclairent que des points du domaine visible situés à l'extérieur de la surface de Huygens. Ceci implique que la densité surfacique de courant  $\vec{J}_0^{vis}(\vec{r}_c)$ , sur la portion de cylindre située à l'intérieur de la surface de Huygens, est nulle à l'itération  $N = 0$ . L'arrêt du calcul itératif des courants sur la partie visible est soumis au critère utilisé depuis le chapitre précédent, à savoir  $\delta = 0,001\%$ .

La seconde phase de la simulation TSD consacrée au calcul des courants sur la partie ombrée nécessite quant à elle 115 étapes. La densité surfacique de courant sur chaque sous-domaine est calculée en utilisant l'équation 6.14. Bien que le nombre d'étapes associé à cette deuxième phase soit conséquent, il est important de noter que chaque étape représente simplement le rayonnement d'une portion de structure sur un sous-domaine de très faible dimension.

Le prochain paragraphe présente les résultats de la simulation FDTD/TSD du monopôle sur le cylindre qui vient d'être décrit.

### 6.3.5 Comparaison des résultats FDTD/TSD avec la MLFMM (FEKO)

Le scénario présenté sur la Figure 6.13 est tout d'abord simulé avec la MLFMM de FEKO, à  $f_0 = 4,275$  GHz, afin de disposer de résultats références auxquels confronter les résultats de la simulation FDTD/TSD. Le cylindre et le monopôle sont modélisés en adoptant un niveau de résolution standard en  $\frac{\lambda_0}{12}$ . Ce niveau de maillage conduit à la résolution d'un problème comportant 454.556 facettes. On précise que le cylindre simulé sous FEKO est à base circulaire (pas de discrétisation en 256 bandes).

La Figure 6.17 compare les diagrammes de rayonnement de la composante  $E_\theta$  (CO-polarisation) obtenus avec la FDTD/TSD et la MLFMM.

On considère dans un premier temps les résultats présentés sur la Figure 6.17(a) correspondant au plan  $(x0z)$ . On observe ici le rayonnement du dipôle suivant la longueur du cylindre. Les résultats obtenus montrent un très bon accord sur l'ensemble du demi-espace supérieur  $(-90^\circ < \theta < 90^\circ)$ . Les moins bonnes performances obtenues sur le demi-espace inférieur sont principalement dues à la présence d'oscillations rapides. Les différences observées peuvent s'expliquer en partie par la non prise en compte des diffractions sur les extrémités du

cylindre (différences autour de  $|\theta| = 100^\circ$  notamment). Néanmoins, les résultats FDTD/TSD et MLFMM présentent globalement un très bon accord.

Dans le plan  $(y0z)$ , les résultats indiqués sur la Figure 6.17(b) montrent de nouveau un très bon accord entre les solutions FDTD/TSD et la MLFMM. On remarque que la solution FDTD/TSD reste proche de la solution MLFMM dans la zone de rayonnement arrière du diagramme  $(-120^\circ < \theta < -60^\circ)$ . Ceci indique que la méthode FDTD/TSD fournit une bonne approximation des courants sur la partie ombrée.

Les résultats de la simulation avec la FDTD/IPO classique qui ont été ajoutés sur les Figures 6.17(a) et 6.17(b) indiquent clairement l'amélioration apportée par la TSD sur l'ensemble du diagramme.

Le très bon accord global obtenu entre les résultats FDTD/TSD et MLFMM, dans les deux plans de coupe, démontre la capacité de la TSD à calculer les courants sur un objet à symétrie de révolution. Cela valide également la procédure de couplage entre une simulation FDTD et la TSD.

Enfin, en ce qui concerne le temps de simulation, la méthode FDTD/TSD s'avère plus rapide ici que la MLFMM. Effet, il faut environ 1h 43 min de calcul avec la MLFMM contre seulement 39 min avec la FDTD/TSD pour simuler le scénario à 4,275 GHz. Les 39 min de simulation se décomposent en 15 min de simulation FDTD et 24 min de simulation TSD.

### 6.3.6 Conclusion

Un scénario comprenant un monopôle sur un cylindre a été simulé avec une approche hybride combinant la FDTD et la TSD. Les résultats de champ lointain obtenus avec cette approche ont montré un très bon accord avec la simulation MLFMM de référence (logiciel FEKO). Ceci valide la procédure de couplage entre une simulation FDTD et la TSD ainsi que la bonne mise œuvre de cette dernière. De plus, ces résultats démontrent la capacité de la méthode TSD à fournir une bonne approximation des courants sur un cylindre dont les dimensions électriques se rapprochent de celles du corps du lanceur Ariane qui sera traité à la fin de ce chapitre. Enfin, cette approche se trouve être plus rapide que la MLFMM, même sur un seul point de fréquence.

Les résultats encourageants obtenus sur le scénario "monopôle sur cylindre" permettent d'envisager la simulation d'un scénario d'antenne sur lanceur avec une approche FDTD/TSD (voire DG-FDTD/TSD). Ceci sera l'objet du prochain paragraphe.

## 6.4 Simulation de scénarios du type antenne sur lanceur spatial

Les paragraphes précédents ont permis de proposer puis valider une méthode asymptotique itérative permettant de calculer les courants sur un objet cylindrique. Cette méthode a ensuite été associée avec succès à la FDTD afin d'analyser un scénario canonique de type "monopôle sur cylindre". Cependant, il est nécessaire d'étendre l'approche TSD présentée dans le paragraphe 6.2.2.1 pour espérer atteindre l'objectif posé en début de chapitre, à savoir la simulation d'un scénario de type antenne sur lanceur spatial.

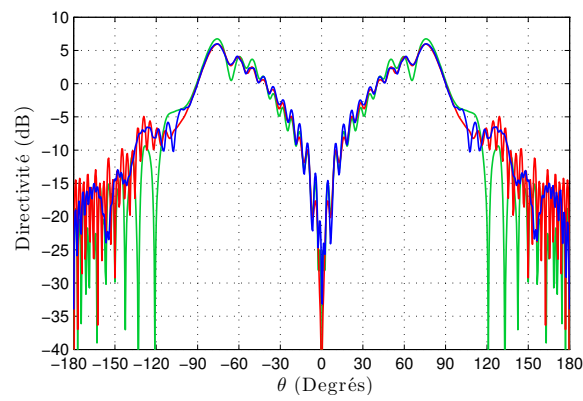
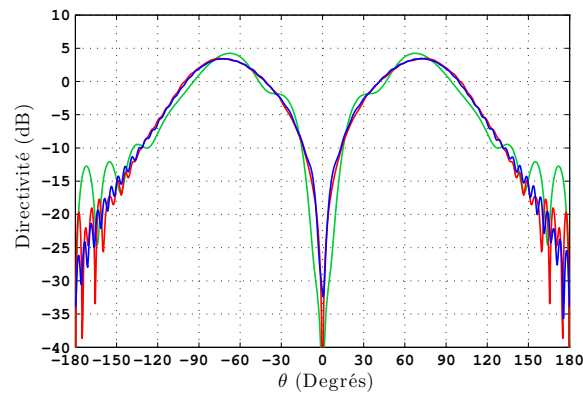
(a)  $E_\theta$  (CO-polarisation), plan ( $x0z$ ).(b)  $E_\theta$  (CO-polarisation), plan ( $y0z$ ).

FIGURE 6.17 – Comparaisons des diagrammes de rayonnement du monopôle installé sur le cylindre obtenus avec la FDTD/TSD et la MLFMM. Observation de la composante en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) dans les plans ( $x0z$ ) et ( $y0z$ ), à 4,275 GHz.

Le prochain paragraphe entend proposer puis valider une stratégie de simulation TSD permettant d'analyser une plate-forme de type lanceur spatial.

#### 6.4.1 Développement de l'approche TSD sur un cas antenne sur lanceur simplifié

Le scénario d'antenne sur lanceur, décrit sur la Figure 6.18, a servi de cadre aux développements effectués sur la TSD. Ce scénario constitue une version simplifiée du scénario d'antenne sur lanceur présenté en introduction. La plate-forme a ainsi été décrite à partir d'éléments canoniques parfaitement conducteurs. De plus, la base, le corps du lanceur et la pré-coiffe correspondent à des cylindres à base circulaire. Les jonctions ainsi que la coiffe sont quant à elles représentées par des cônes tronqués. Enfin, la longueur de la plate-forme a été réduite afin de limiter les temps de calcul des simulations effectuées et permettre une simulation MLFMM référence. Néanmoins, le profil général de la plate-forme a été respecté.

La suite de ce paragraphe présente les simulations effectuées autour de ce scénario en vue de valider la stratégie de simulation TSD permettant l'analyse d'une plate-forme de type lanceur.

##### 6.4.1.1 Sous-cas : corps du lanceur et jonction avant

Avant d'entamer la simulation du scénario complet, ce premier paragraphe a pour but d'évaluer la capacité de la TSD à analyser une structure avec jonction. Aussi, on considère le scénario de la Figure 6.19, constitué du corps du lanceur et de la jonction avant.

##### Mise en œuvre de la simulation FDTD/TSD

La simulation de ce sous-cas est effectuée en deux simulations. La première correspond à la simulation FDTD de l'antenne monopôle seule sur une portion de cylindre. Cette simulation est en tout point identique à celle utilisée lors de la simulation du scénario "monopôle sur cylindre" et présentée dans le paragraphe 6.3.4.1. La phase de calcul des courants équivalents modélisant l'antenne et servant d'excitation pour la simulation TSD est également identique au scénario traité précédemment.

L'utilisation de la TSD pour analyser la plate-forme requiert ensuite la discrétisation de cette dernière en bandes définies dans le sens de la longueur (axe  $x$ ). Comme lors de l'analyse du scénario "monopôle sur cylindre", la plate-forme est ici décrite à l'aide de 256 bandes. Ces dernières s'étendent le long du cylindre et se prolongent sur le cône tronqué de la jonction. Le maillage de cette structure est ensuite effectué à l'aide de facettes rectangulaires ou trapézoïdales avec un niveau de résolution en  $\frac{\lambda_0}{14}$ .

La phase de calcul des visibilitées précédant l'application de la TSD est effectuée en considérant le point au centre de la face supérieure de la surface de Huygens. Afin de simplifier la mise en œuvre de la TSD, on considère ici que les bandes sont visibles totalement ou pas du tout. De plus, les visibilitées des bandes sont définies au niveau du corps du lanceur. Finalement, pour ce sous-cas, le domaine visible compte 26 bandes (Figure 6.20).

La simulation TSD de la structure est ensuite réalisée en deux phases. La première est dédiée au calcul itératif des courants sur la partie visible. La seconde correspond quant à

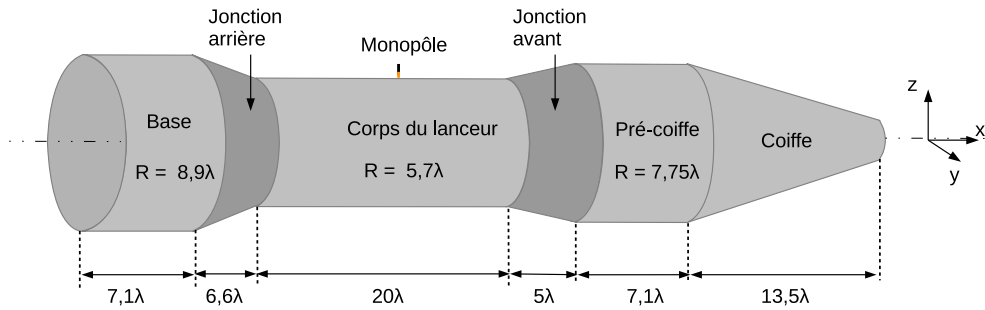


FIGURE 6.18 – Schéma du scénario d’antenne sur lanceur utilisé lors de la phase de développement de la TSD.  $R$  désigne le rayon de l’élément cylindrique considéré. Les dimensions électriques sont données à la fréquence de travail  $f = 4,275$  GHz.

elle au calcul séquentiel des courants sur les parties ombrées. Comme lors de l’analyse du scénario “monopôle sur cylindre” il faut 115 étapes de calcul.

#### Comparaison des résultats FDTD/TSD et MLFMM

Une simulation MLFMM de la structure est tout d’abord réalisée afin de disposer d’un résultat référence. La plate-forme ainsi que le monopôle sont maillés en adoptant un niveau de résolution standard en  $\frac{\lambda_0}{12}$ . Ceci conduit à la résolution d’un problème comprenant 580.125 facettes.

Les diagrammes de directivité, calculés dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ , avec la FDTD/TSD et la MLFMM sont présentés respectivement sur les Figures 6.21(a) et 6.21(b). On précise que les composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  correspondent respectivement à la CO et à la CROSS-polarisation. De plus, la composante  $E_\phi$  n’est pas représentée sur la Figure 6.21(a) car la symétrie de la structure par rapport au plan  $(x0z)$  empêche l’apparition de cette composante.

On remarque que, quel que soit le plan considéré, les résultats FDTD/TSD et MLFMM présentent un bon accord. Les différences observées apparaissent principalement sur le demi-espace inférieur. On note que ces différences sont comparables à celles observées lors de l’analyse du scénario “monopôle sur cylindre”.

Enfin, les résultats présentés dans ce paragraphe démontrent que la TSD permet d’analyser précisément une structure comportant une jonction.

##### 6.4.1.2 Scénario complet

On considère à présent le scénario global de la Figure 6.18. La géométrie de la plate-forme pose de nouvelles questions quant à la stratégie de simulation à adopter au niveau de la TSD.

#### Mise en œuvre de la simulation FDTD/TSD

La simulation FDTD/TSD de ce scénario se décompose, comme pour les scénarios précédents, en deux simulations : une simulation FDTD de l’antenne sur une portion de cylindre suivie d’une simulation TSD permettant la prise en compte de la plate-forme. La simulation



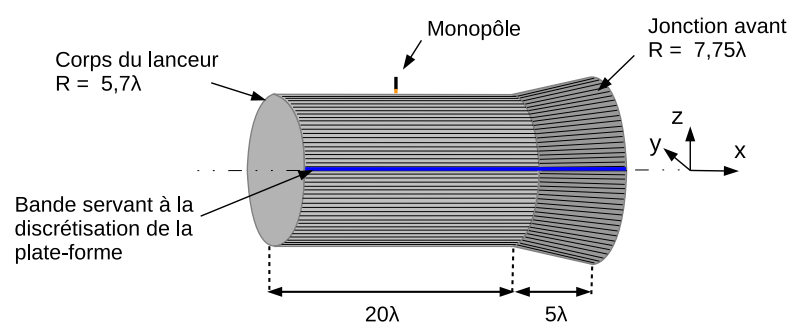


FIGURE 6.19 – Schéma du sous-cas comprenant le corps du lanceur et la jonction avant. Les dimensions électriques sont données à la fréquence de travail  $f = 4,275$  GHz.

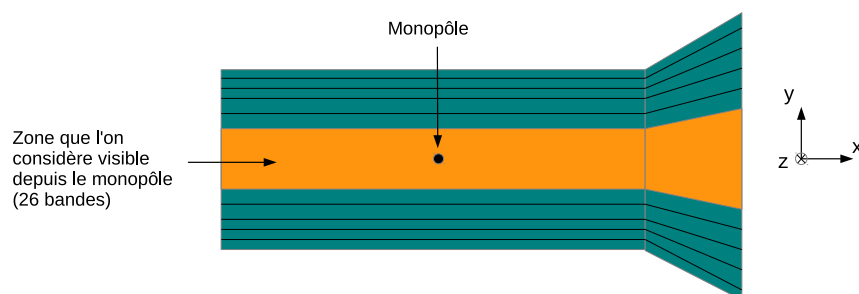


FIGURE 6.20 – Définition du domaine visible sur le sous-cas. La structure est vue de dessus

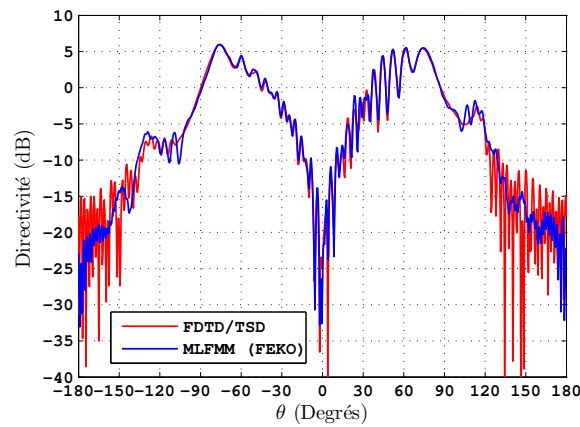
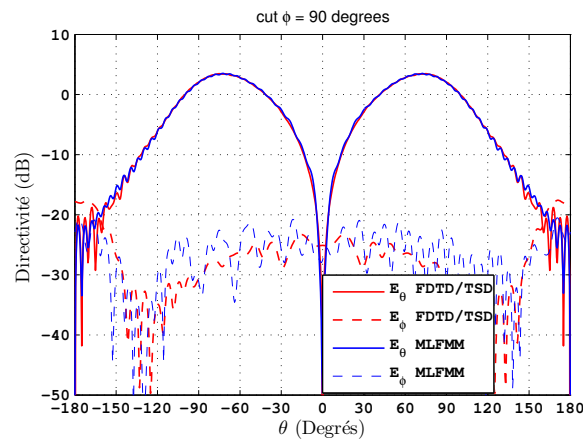
(a) Plan ( $x_0z$ ), plan longitudinal).(b) Plan ( $y_0z$ ), plan transverse.

FIGURE 6.21 – Comparaisons des diagrammes de rayonnement du sous-cas lanceur, obtenus avec la FDTD/TSD et la MLFMM. Observation dans les plans ( $x_0z$ ) et ( $y_0z$ ), à 4,275 GHz.

FDTD étant identique à celle effectuée lors de l'analyse du sous cas précédent et du scénario "monopôle sur cylindre", elle ne sera pas redécrite ici.

Avant d'aborder à proprement parler la simulation TSD, quelques précisions sont nécessaires quant au maillage de la plate-forme. Ici chaque élément de la plate-forme (base, jonctions, coiffe) est décrit à l'aide de 256 bandes. Cette structure est ensuite maillée par des facettes carrées ou trapézoïdales respectant une résolution minimale de  $\frac{\lambda_0}{14}$ , à la fréquence de travail  $f_0 = 4,275$  GHz. La structure ainsi maillée compte 250.268 facettes.

Afin de pouvoir mettre en œuvre l'approche TSD, il est nécessaire de définir au préalable le domaine visible et le domaine ombré. Ce calcul de visibilité est effectué à partir du point situé au centre de la face supérieure de la surface de Huygens (cf. paragraphe 6.3.4.2). Comme pour le sous-cas précédent, deux hypothèses sont utilisées au niveau du calcul des visibilitées afin de simplifier la mise en œuvre de la méthode TSD. Tout d'abord, une bande appartenant aux jonctions (avant ou arrière) est visible entièrement ou ne l'est pas du tout. Ensuite, on considère comme indiqué sur la Figure 6.22, que les bandes visibles des jonctions sont celles dans le prolongement des bandes visibles du corps du cylindre.

Avant de pouvoir appliquer l'algorithme TSD, il est encore nécessaire d'identifier les sous-domaines de la partie ombrée. Dans l'approche TSD présentée au paragraphe 6.2.2.1, le sous-domaine 1 correspond aux bandes de la partie ombrée adjacentes au sous-domaine visible. Cette définition est réutilisée ici. Le sous-domaine 1 (en rouge clair sur la Figure 6.22) correspond alors à l'ensemble des bandes du corps du lanceur, des jonctions et de la base, adjacentes au domaine visible précédemment défini. Le sous-domaine 2 de la partie ombrée (en bleu foncé) correspond lui aux bandes adjacentes au sous-domaine 1. On répète ensuite ce principe sur l'ensemble de la partie ombrée. Ceci conduit à la définition de 115 sous-domaines.

La simulation TSD du lanceur se déroule ensuite en deux phases. La première consiste en un calcul itératif des courants sur la partie visible de la structure. Ici 5 itérations sont nécessaires pour atteindre le critère de convergence  $\delta = 0,001\%$ . La simulation TSD se poursuit avec le calcul des courants sur la partie ombrée de l'objet. Les courants sur les 115 sous-domaines concernés sont calculés de façon séquentielle. La densité surfacique de courant sur le sous-domaine  $k$  est donnée par l'équation 6.14.

### Comparaison des résultats obtenus avec FEKO

Le scénario d'antenne sur lanceur, représenté sur la Figure 6.18, est tout d'abord analysé avec la MLFMM du logiciel FEKO afin de disposer d'un résultat de référence. Compte-tenu des dimensions électriques de la structure, celle-ci est maillée en adoptant un niveau de résolution grossier en  $\frac{\lambda_0}{8}$  à la fréquence de travail  $f_0 = 4,275$  GHz.

Les résultats des simulations FDTD/TSD et MLFMM, en termes de directivité des composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ , sont donnés sur la Figure 6.23. Dans le plan  $(x0z)$ , la Figure 6.23(a) montre un très bon accord sur la composante  $E_\theta$  du champ (CO-polarisation), hormis pour les angles  $105^\circ < \theta < 150^\circ$ . Ce domaine angulaire correspond grossièrement à la sous la coiffe et la "pré-coiffe". La FDTD/TSD prévoit ici une chute de la directivité moins rapide que la MLFMM. Pour le reste, on constate que les solutions FDTD/TSD et MLFMM sont très proches. On note que la composante  $E_\phi$  n'apparaît pas ici de par la symé-

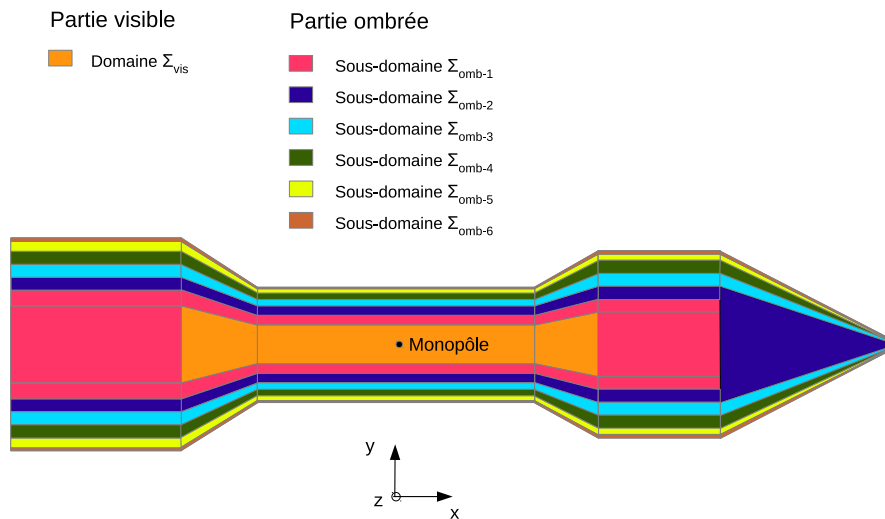


FIGURE 6.22 – Définition du domaine visible et des sous-domaines ombrés lors de la simulation TSD du lanceur.

trie du problème par rapport au plan  $(x0z)$ .

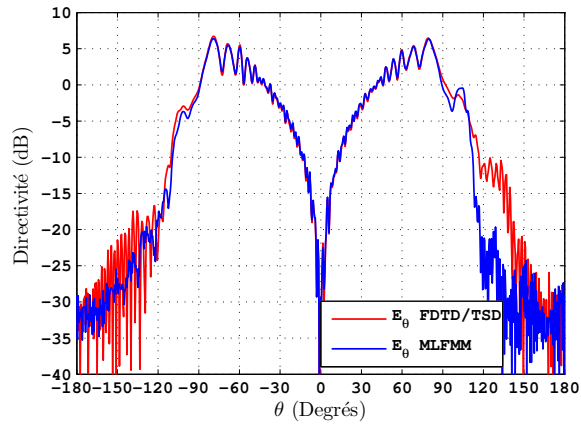
Dans le plan  $(y0z)$ , la Figure 6.23(b) indique que les résultats FDTD/TSD et MLFMM présentent un très bon accord tant au niveau de la CO que de la CROSS polarisation. On remarque que, même au niveau du rayonnement arrière ( $|\theta| > 90^\circ$ ), les deux méthodes conservent un très bon accord.

La Figure 6.24 compare finalement les résultats obtenus avec la FDTD/TSD, dans le plan  $(x0z)$ , pour les scénarios : monopôle sur un cylindre (correspondant au corps du lanceur), monopôle sur le corps du lanceur plus la jonction avant et monopôle sur le lanceur complet. Les résultats montrent une évolution significative de la directivité en fonction de la plate-forme considérée. Ce résultat montre la nécessité de prendre en compte l'ensemble de la plate-forme et par conséquent l'intérêt de disposer d'une méthode comme la TSD permettant d'atteindre cet objectif.

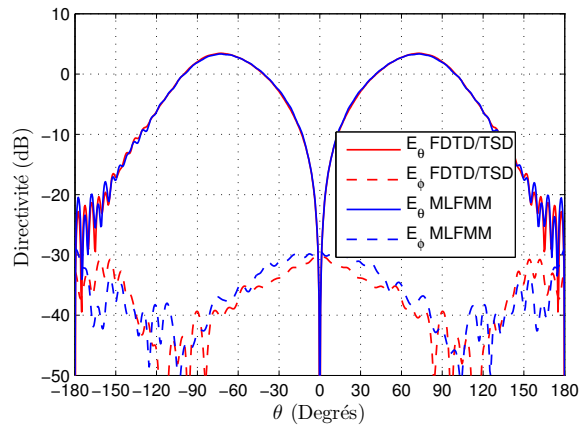
#### 6.4.1.3 Conclusion sur l'application de la TSD à l'analyse de plate-forme de type lanceur spatial

Dans ce paragraphe, l'approche TSD a été étendue à la simulation d'une structure de type lanceur. Un sous-cas, composé uniquement du corps du lanceur et de la jonction avant, a tout d'abord été traité afin de tester la TSD sur un élément non cylindrique. Suite aux bons résultats obtenus sur ce sous-cas, la TSD a été appliquée à l'analyse des courants sur le lanceur complet. La comparaison des résultats obtenus avec la MLFMM de FEKO a démontré la capacité de la méthode TSD à analyser une plate-forme complexe de type lanceur spatial.

Dans le prochain paragraphe, les méthodes FDTD/TSD et DG-FDTD/TSD seront appliquées à la résolution de deux problèmes concrets d'antennes installées sur un lanceur directement inspiré du lanceur Ariane. La réalisation par le CNES d'une maquette pour ces deux



(a) Plan ( $x_0z$ ), plan longitudinal.



(b) Plan ( $y_0z$ ), plan transverse.

FIGURE 6.23 – Comparaisons des diagrammes de rayonnement du cas lanceur, obtenus avec la FDTD/TSD et la MLFMM. Observation dans les plans ( $x_0z$ ) et ( $y_0z$ ), à 4,275 GHz.

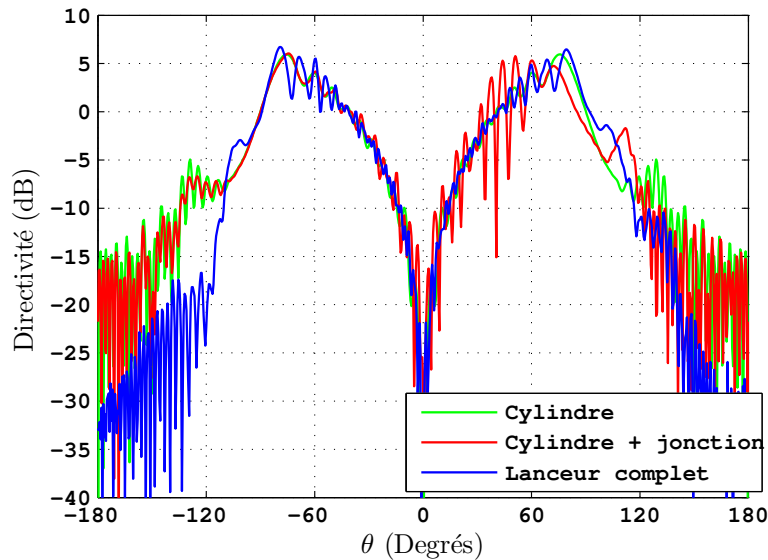


FIGURE 6.24 – Comparaison des diagrammes de rayonnement du monopôle sur le cylindre, du monopôle sur le cylindre plus la jonction avant et enfin du monopôle sur le lanceur complet.

scénarios permettra de confronter les résultats obtenus avec des résultats de mesure.

## 6.4.2 Simulation de la maquette CNES

### 6.4.2.1 Introduction

Comme évoqué en introduction de ce chapitre, l'évaluation rapide et précise, par une méthode numérique, du diagramme de rayonnement d'une antenne placée sur une structure telle que le lanceur Ariane pose aujourd'hui encore de réelles difficultés. Les raisons en sont nombreuses. Les principales ont trait aux dimensions électriques importantes du lanceur, au rapport d'échelle élevé entre l'antenne et le porteur ou encore aux nombreuses portions de surfaces convexes du lanceur propices à la propagation de courants rampants.

Début 2014, le CNES a fait réaliser une maquette à l'échelle 1 : 10 d'un lanceur (Figure 6.25) en s'inspirant des lanceurs actuels (Soyouz, Vega et Ariane). Cette maquette mesure 3 mètres de haut soit 170 longueurs d'ondes à la fréquence de travail  $f_0 = 17$  GHz. Cette dernière a été choisie de façon homothétique de manière à se placer dans le cas d'une application TMI malgré le facteur d'échelle. La maquette offre en outre une véritable flexibilité lors de la mesure en proposant différents positionnements pour l'antenne ou encore la possibilité de supprimer certains éléments comme les boosters. Grâce à cet outil, le service antenne du CNES entend disposer d'une référence fiable pour tester les futures méthodes numériques qui seront employées par le service.

Nous avons utilisé cette maquette afin de tester les performances de la méthode FDTD/TSD sur un scénario réaliste d'antenne sur lanceur. La méthode DG-FDTD/TSD a également pu

être évaluée en ajoutant ensuite un élément diffractant à proximité de l'antenne. La suite de ce paragraphe est tout d'abord consacrée à la description des deux scénarios utilisés lors de la campagne de mesure réalisée dans la chambre anéchoïque du CNES à Toulouse. Leur mise en œuvre est ensuite détaillée. Ce paragraphe se poursuit avec la présentation des différents résultats. Enfin, après une brève conclusion sur les résultats obtenus, il s'achève par la proposition de pistes de recherches dans le prolongement direct du travail effectué.

#### 6.4.2.2 Description des scénarios mesurés

Les deux scénarios mis en place pour tester les méthodes FDTD/TSD et DG-FDTD/TSD s'appuient sur une plate-forme métallique correspondant au lanceur de la Figure 6.25 sans ses boosters. Ces derniers ont été supprimés car le niveau de développement de la TSD ne permet pas de gérer une structure présentant de multiples zones de visibilité et de masquage. Une photographie de la maquette prise lors de la campagne de mesure est présentée sur la Figure 6.26.

On précise que l'objet simulé avec la TSD adopte quelques simplifications par rapport à la maquette du lanceur utilisée lors de la campagne de mesure. Ainsi, le lanceur considéré avec la TSD n'est pas "fermé" au niveau de la base et n'intègre pas l'extrémité de la coiffe. La Figure 6.27 précise les dimensions des différents éléments composant le lanceur réellement simulé.

Les deux scénarios considérés diffèrent par la présence ou non d'un élément diffractant à proximité de l'antenne. La description de l'environnement proche de l'antenne pour chacune de ces deux configurations est donnée sur la Figure 6.27. L'élément rayonnant utilisé ici est un monopôle fonctionnant à la fréquence  $f_0 = 17$  GHz. A noter que cette fréquence est liée au facteur d'échelle choisi pour la maquette. Enfin, l'environnement proche de l'antenne pour la deuxième configuration est constitué d'un bloc diélectrique parallélépipédique de permittivité  $\epsilon_r = 9$ . Ce bloc diélectrique placé tel quel ne présente pas un caractère réaliste. Cependant, il permet de tester la méthode sur un cas volumineux avec diélectrique. Ce type de contrainte a déjà été rencontré par le passé au niveau du service antenne du CNES lorsque des antennes utilisant des diélectriques (dans l'antenne ou au niveau du radôme) ont été positionnées sur les lanceurs. De plus, tel que positionné dans la configuration 2, le diélectrique est censé avoir une influence significative sur le diagramme de rayonnement notamment dans les directions masquées faisant intervenir des ondes rampantes.

#### 6.4.2.3 Mise en œuvre des simulations FDTD/TSD et DG-FDTD/TSD

Ce paragraphe décrit la mise œuvre des simulations FDTD/TSD et DG-FDTD/TSD, respectivement associées aux scénarios 1 et 2.

**Simulation FDTD/TSD du scénario 1 "sans diélectrique".** La simulation FDTD/TSD du premier scénario est similaire à la simulation mise en œuvre dans le paragraphe 6.4.1.2. Elle comprend donc deux simulations successives. Le volume FDTD utilisé lors de la première simulation modélise une antenne de type monopôle, mesurant une hauteur  $h = \lambda_0/4$  à la

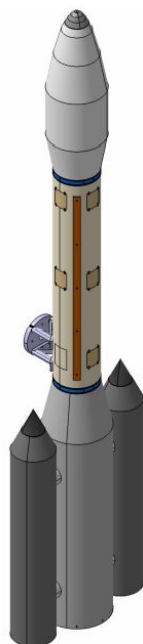


FIGURE 6.25 – Maquette du lanceur à l'échelle 1 : 10 réalisée par le CNES.

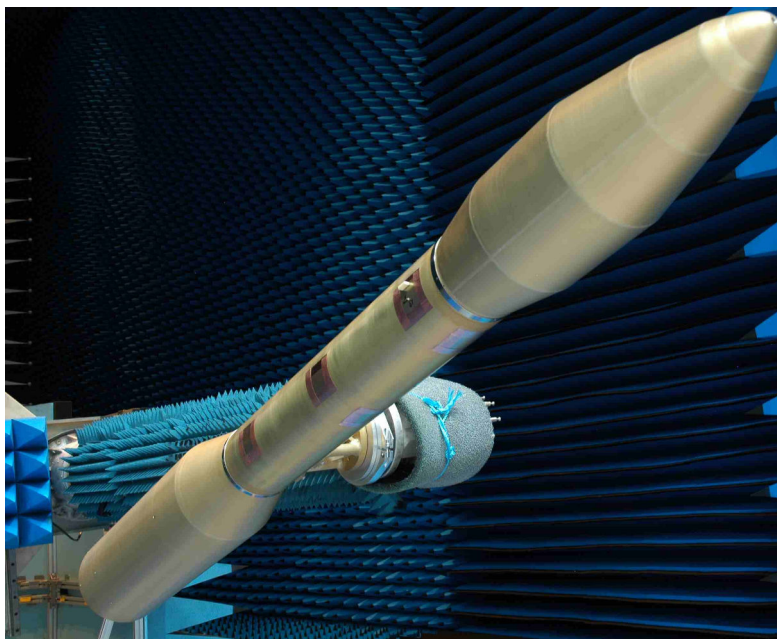


FIGURE 6.26 – Maquette correspondant au lanceur sans ses boosters. Photographie prise lors de la campagne de mesure réalisée dans la base de mesure du CNES à Toulouse.



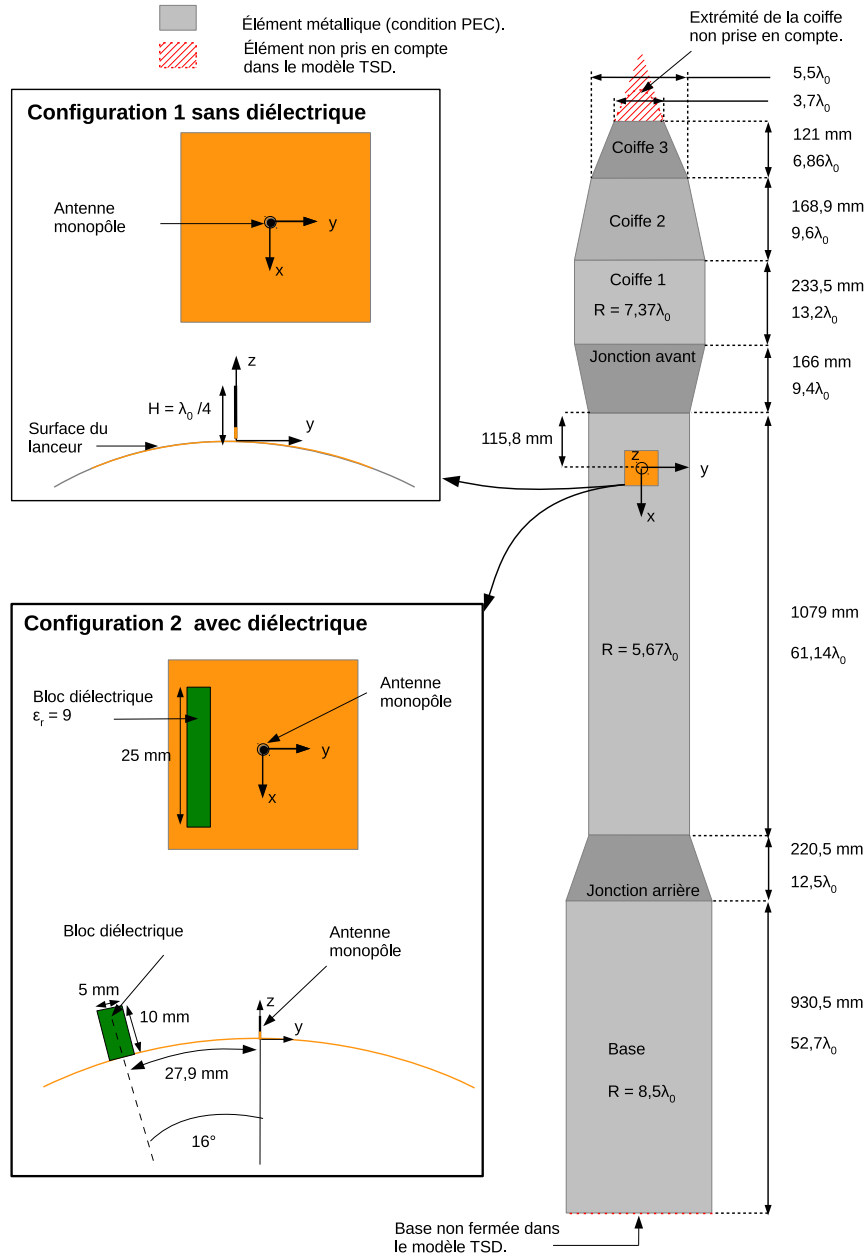


FIGURE 6.27 – Schéma du lanceur simulé avec la TSD et description des deux configurations de mesure liées à la présence ou non du bloc diélectrique à proximité de l'antenne. La fréquence de travail est  $f_0 = 17$  GHz.

fréquence  $f_0 = 17$  GHz, positionnée au centre d'une portion de cylindre. Ce volume est discrétisé en utilisant des cellules cubiques de  $\lambda_0/60$  de côté. Une surface de Huygens englobant l'antenne et mesurant  $50 \times 50 \times 20$  cellules FDTD de côté est également définie au cours de cette simulation. Les courants récupérés sur cette surface servent de courants d'excitation pour la seconde simulation, à savoir la simulation TSD. On précise qu'une compression spatiale de facteur 2 suivant les axes  $x$  et  $y$  a été appliquée sur les courants de la surface de Huygens.

La simulation TSD du lanceur est basée sur un maillage décrivant le porteur à partir de 256 bandes comme dans le cas du lanceur simplifié (paragraphe 6.4.1.2). Compte tenu des dimensions importantes de l'objet ( $165\lambda_0$  de haut), le maillage a été relâché pour atteindre une résolution de l'ordre de  $\lambda_0/7$  sur le tronçon central. La simulation TSD du lanceur a été effectuée suivant une approche similaire à celle décrite dans le paragraphe 6.4.1.2. Dans un premier temps, la zone visible est analysée. La zone dite ombrée est découverte progressivement, en considérant à l'itération  $n+1$  les bandes adjacentes au sous-domaine traité à l'étape  $n$  (Figure 6.22).

**Simulation DG-FDTD/TSD du scénario 2 “avec diélectrique”.** Les scénarios “antenne sur cylindre” puis “antenne sur lanceur simplifié” considérés précédemment n'ont pas nécessité le recours à la DG-FDTD. En revanche, en ce qui concerne le scénario 2, la présence d'un bloc diélectrique à proximité de l'antenne invite à l'utiliser afin de simuler le plus rigoureusement possible les interactions entre l'antenne et le bloc diélectrique situé à proximité. Le schéma de décomposition de la simulation DG-FDTD/TSD du scénario 2 est présenté sur la Figure 6.28. On précise que les dimensions importantes de la surface de Huygens lors de la deuxième étape de la DG-FDTD nous ont contraint à appliquer une compression spatiale d'un facteur 2 suivant l'axe  $y$  et 3 suivant les axes  $x$  et  $z$ . On précise également que cette simulation TSD s'appuie sur un maillage identique à celui utilisé pour le premier scénario.

Le prochain paragraphe présente les résultats de simulation obtenus pour ces deux scénarios en les comparant aux résultats de mesure.

#### 6.4.2.4 Résultats obtenus

Afin d'apporter un éclairage supplémentaire, les résultats FDTD/TSD et DG-FDTD/TSD présentés dans ce paragraphe sont comparés, en plus de la mesure, avec les résultats obtenus avec la MLFMM de FEKO. On précise toutefois que, ne disposant pas sur place des ressources informatiques nécessaires, les simulations MLFMM des scénarios ont été effectuées avec les moyens du service antenne du CNES à Toulouse.

Les simulations FDTD/TSD et DG-FDTD/TSD ont été réalisées à l'IETR sur une station de travail standard. Les Figures 6.29 et 6.30 proposent dans un premier temps la comparaison des diagrammes de rayonnement obtenus avec la FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM, pour le scénario 1 “antenne sans diélectrique” et ce dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ . Les Figures 6.31 et 6.32 présentent quant à elles les comparaisons des diagrammes obtenus pour le scénario 2 avec la DG-FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM dans les plans  $(x0z)$  et  $(y0z)$ .

Afin d'éviter une redondance dans l'analyse des résultats obtenus, la suite de ce para-

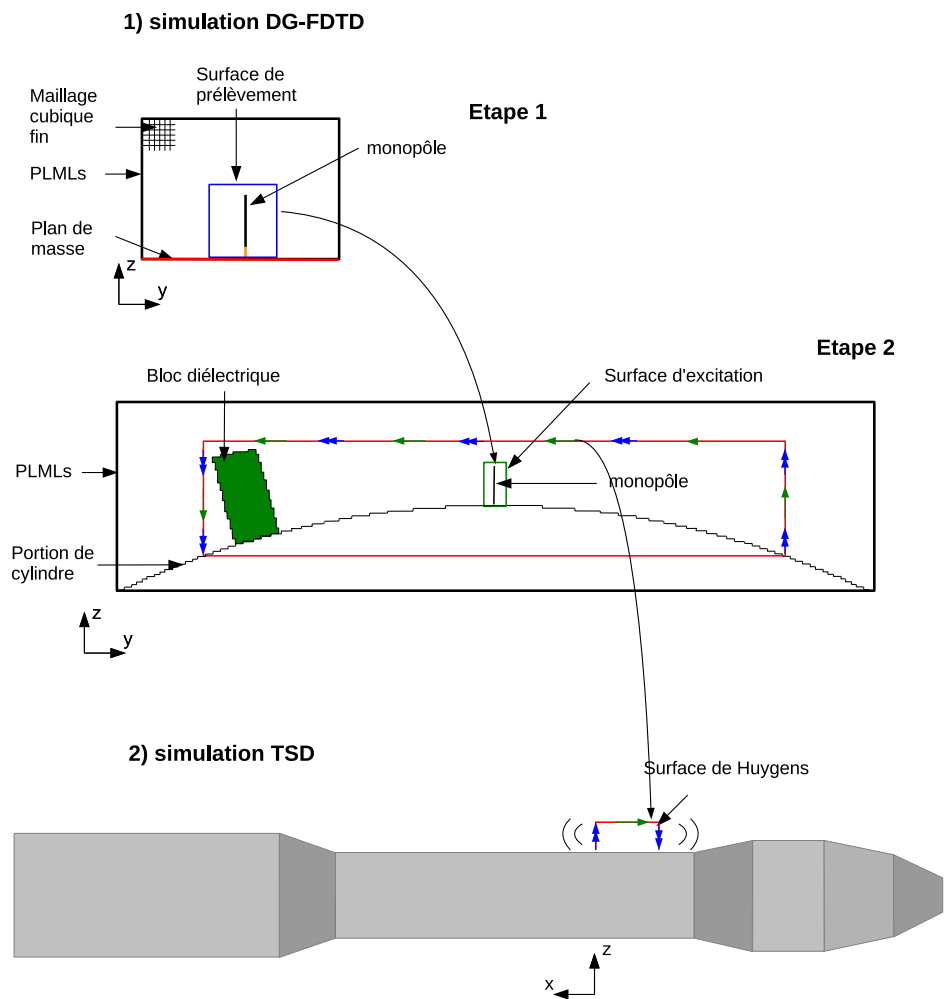


FIGURE 6.28 – Décomposition DG-FDTD/TSD de la simulation “antenne avec diélectrique sur lanceur”.

graphe prend le parti de commenter simultanément les résultats des deux scénarios pour un plan et une polarisation donnés.

**CO-polarisation dans le Plan ( $x0z$ ).** L’observation de la CO-polarisation (composante  $E_\theta$ ) dans le plan ( $x0z$ ) (Figures 6.29 et 6.31(a)) montre que la FDTD/TSD ainsi que la DG-FDTD/TSD donnent des résultats en cohérence avec la mesure et FEKO pour  $|\theta| < 110^\circ$ . On observe ainsi que les oscillations dues aux réflexions sur les jonctions avant et arrière sont correctement décrites (autour de  $|\theta| = 75^\circ$ ). Pour des directions d’observation telles que  $|\theta| < 60^\circ$ , les résultats obtenus avec la TSD et FEKO sont plus proches entre eux que de la mesure. On constate notamment qu’aucune des méthodes ne prévoit les oscillations lentes obtenues lors de la mesure autour de  $\theta = 30^\circ$ . Enfin, les Figures 6.29 et 6.31(a) montrent que les résultats FDTD/TSD, et plus encore DG-FDTD/TSD, ne sont pas en cohérence avec la mesure et la simulation FEKO pour des angles tels que  $|\theta| > 110^\circ$ . On observe notamment une remontée importante de la directivité autour de  $\theta = -120^\circ$  pour les deux scénarios et de  $\theta = -150^\circ$  pour le scénario 2 “avec diélectrique”. Plusieurs hypothèses peuvent être formulées afin d’expliquer ces erreurs. Tout d’abord, la bonne estimation du niveau des champs aux antipodes de l’antenne (sous le lanceur) avec la TSD dépend de la bonne compensation entre le rayonnement provenant directement des sources d’excitation et le re-rayonnement des courants induits sur le lanceur (en particulier au pied de la surface d’excitation). Or, la résolution du maillage de l’ordre de  $\lambda_0/7$  n’est peut-être pas suffisante ici. D’autre part, rappelons que, contrairement à la maquette ou au modèle FEKO, l’objet lanceur simulé avec la TSD ne prend pas en compte l’extrémité de la coiffe et la fermeture au niveau de la base (paragraphe 6.4.2.2). Enfin, les phénomènes de diffraction, pouvant contribuer au rayonnement sous le lanceur, ne sont pas pris en compte par la TSD.

**CROSS-polarisation dans le Plan ( $x0z$ ).** Le scénario 1 ne permettant pas l’apparition de CROSS-polarisation (symétrie par rapport au plan ( $x0z$ )), seul le scénario 2 sera donc analysé ici. La Figure 6.31(b) montre que les résultats sur la composante  $E_\phi$ , obtenus avec la DG-FDTD/TSD, présentent un très bon accord avec les résultats de mesure et FEKO.

**CO-polarisation dans le Plan ( $y0z$ ).** L’écart significatif entre les résultats obtenus avec les scénarios 1 et 2 (Figures 6.30(a) et 6.32(a)) montre tout d’abord que la présence du diélectrique à proximité de l’antenne influe très fortement sur le diagramme de rayonnement.

Pour le scénario 1, la Figure 6.30(a) montre que les résultats FDTD/TSD sont en accord avec la mesure et la simulation FEKO, et ce, même au niveau du rayonnement aux antipodes de l’antenne (directions telles que  $|\theta| > 110^\circ$ ).

Pour le scénario 2 (Figure 6.32(a)), la méthode DG-FDTD/TSD fournit des résultats plus proches de la mesure que les résultats obtenus avec la MLFMM du logiciel FEKO. On note en particulier des écarts significatifs entre la MLFMM et la mesure pour des angles  $\theta > 50^\circ$ . La DG-FDTD/TSD permet quant à elle de retrouver la forme générale du diagramme obtenu en mesure. A noter toutefois l’écart important apparaissant autour  $\theta = -60^\circ$  entre la méthode hybride proposée et la mesure. Pour expliquer cet écart, on peut toutefois conjecturer une

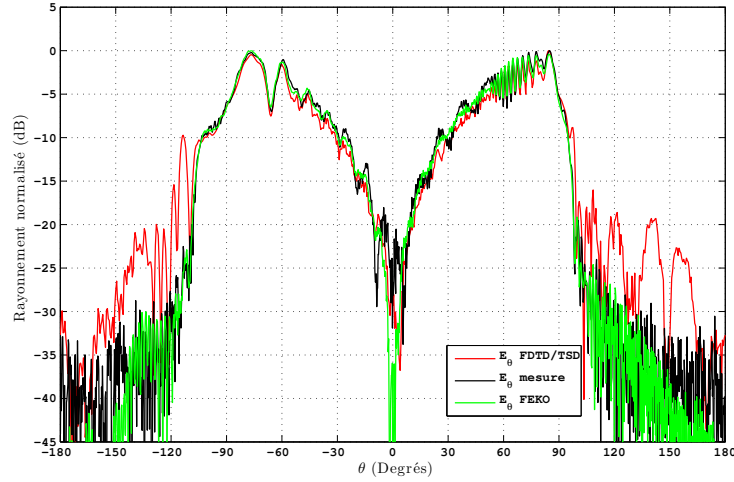


FIGURE 6.29 – Comparaisons, pour le scénario 1 “antenne sans diélectrique”, des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) dans le plan ( $x0z$ ), à 17 GHz, obtenus avec la FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM (FEKO).

différence entre le modèle numérique et la maquette puisque FEKO prévoit le même comportement dans cette zone du diagramme.

**CROSS-polarisation dans le Plan ( $y0z$ ).** Les Figures 6.30(b) et 6.31(b) présentant les diagrammes en CROSS-polarisation dans le plan ( $y0z$ ) respectivement pour les scénarios 1 et 2. Les résultats présentés sur ces Figures montrent que la FDTD/TSD et la DG-FDTD/TSD donnent, par rapport à la mesure, une approximation satisfaisante de la CROSS-polarisation (composante  $E_\phi$ ) dans le demi-espace côté antenne ( $|\theta| < 90^\circ$ ). En revanche, pour  $|\theta| > 90^\circ$ , on observe un écart d’autant plus important que la direction d’observation se trouve à l’opposée de l’antenne. Ces observations font écho à celles déjà relevées lors de l’analyse de la CO-polarisation dans le plan ( $x0z$ ). A noter également, les difficultés éprouvées par le logiciel FEKO dans le calcul de la CROSS-polarisation autour de  $\theta = 0^\circ$ .

**Temps de simulation.** Le tableau 6.1 compare les ressources informatiques nécessaires pour analyser les scénarios 1 et 2 avec les méthodes FDTD/TSD, voire DG-FDTD/TSD (scénario 2), et la MLFMM de FEKO. Comme annoncé au début de ce paragraphe, les simulations ont été réalisées sur des machines différentes : au CNES pour les simulations MLFMM et à l’IETR pour les simulations (DG-)FDTD/TSD. On précise toutefois que les temps de calcul indiqués dans ce tableau considèrent l’utilisation d’un seul processeur. Les temps de calcul obtenus avec plusieurs processeurs ont été ramenés au temps de calcul effectif sur un seul processeur. Les valeurs indiquées dans ce paragraphe ont donc principalement vocation à donner un ordre de grandeur des ressources informatiques nécessaires.

Ces résultats montrent tout d’abord que l’approche hybride permet de réduire très si-

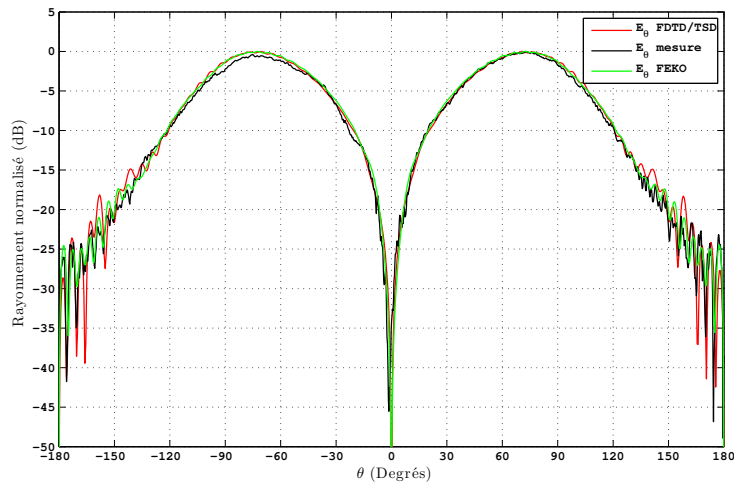
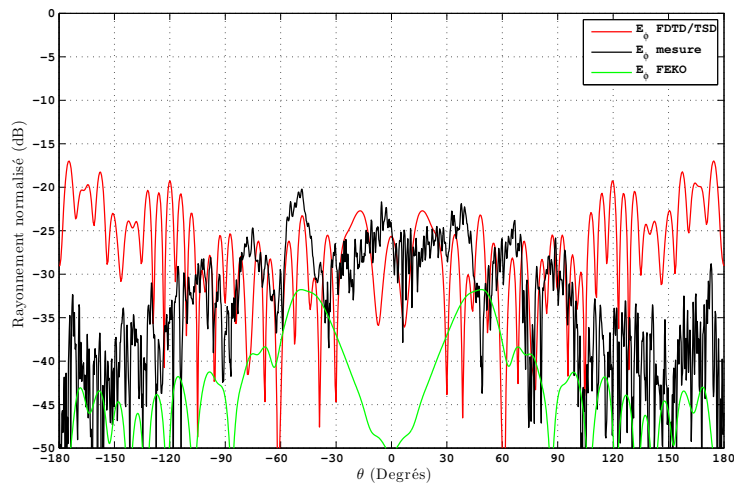
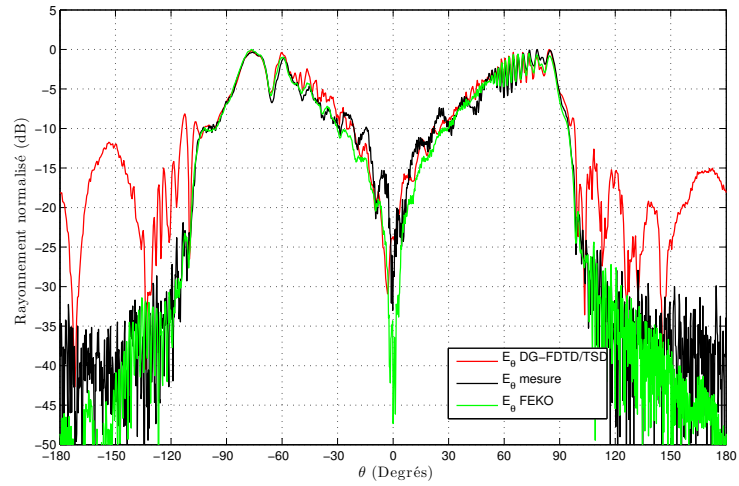
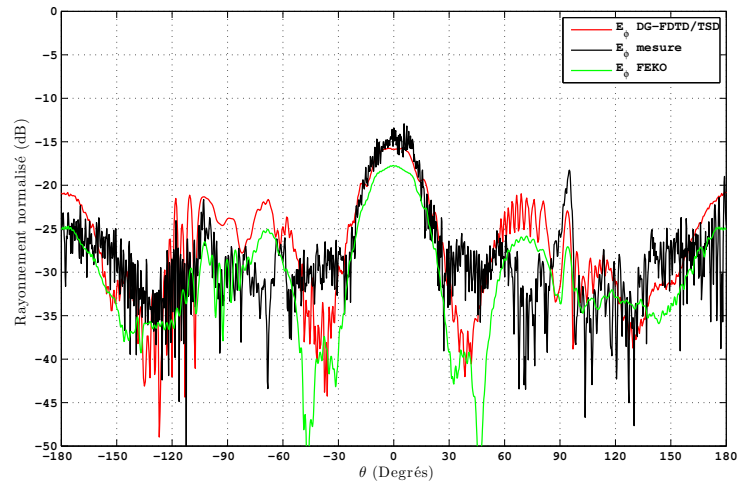
(a) Composante  $E_\theta$ (b) Composante  $E_\phi$ .

FIGURE 6.30 – Comparaisons, pour le scénario 1 “antenne sans diélectrique”, des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) et CROSS-polarisation ( $E_\phi$ ) dans le plan ( $y0z$ ), à 17 GHz, obtenus avec la FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM (FEKO).



(a) Composante  $E_\theta$



(b) Composante  $E_\phi$ .

FIGURE 6.31 – Comparaisons, pour le scénario 2 “antenne avec diélectrique”, des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) et CROSS-polarisation ( $E_\phi$ ) dans le plan ( $x0z$ ), à 17 GHz, obtenus avec la FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM (FEKO).

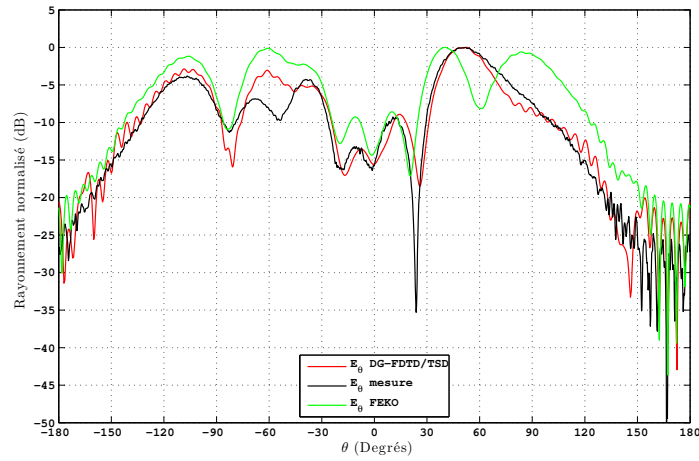
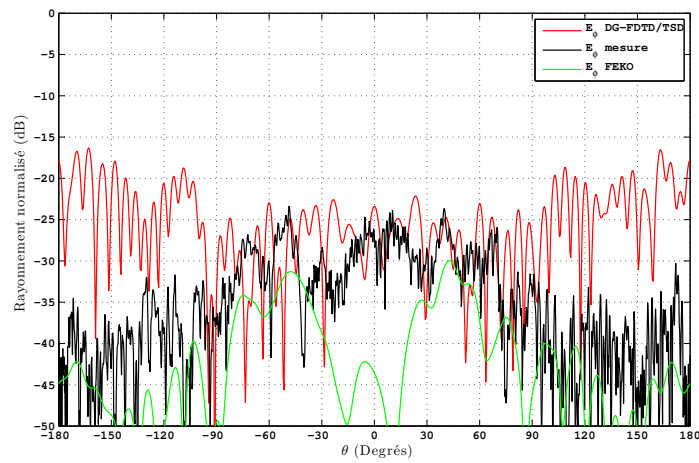
(a) Composante  $E_\theta$ (b) Composante  $E_\phi$ .

FIGURE 6.32 – Comparaisons, pour le scénario 2 “antenne avec diélectrique”, des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) et CROSS-polarisation ( $E_\phi$ ) dans le plan ( $y0z$ ), à 17 GHz, obtenus avec la FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM (FEKO).



TABLE 6.1 – Temps de simulation associés aux simulations FDTD et DG-FDTD/TSD des scénarios 1 et 2.

	Scénario 1 “sans diélectrique”		Scénario 2 “avec diélectrique”	
	temps de calcul	mémoire RAM	temps de calcul	mémoire RAM
MLFMM (FEKO)	<b>3h 29</b>	<b>72,2 Go</b>	<b>5h 43</b>	<b>128,7 Go</b>
(DG-)FDTD/TSD	<b>4h 45</b>	<b>817 Mo</b>	<b>14h 45</b>	<b>4,6 Go</b>
-(DG-)FDTD	42min	200 Mo	10h 30	4,6 Go
-TSD	4h 03	817 Mo	4h 15	2,2 Go

gnificativement les besoins en ressources mémoire par rapport à une approche rigoureuse. Ceux-ci passent ainsi de 128,7 Go avec la MLFMM à 3,6 Go avec la DG-FDTD/TSD.

L'approche MLFMM reste cependant plus efficace au niveau du temps de calcul. Cette remarque vaut spécialement pour le scénario 2 “antenne avec diélectrique” ou la DG-FDTD/TSD nécessite 14h45 contre 5h43 avec la MLFMM. On observe toutefois que la simulation DG-FDTD représente environ les deux tiers du temps de calcul global. Ce résultat ne remet donc pas fondamentalement en cause l'utilité de la TSD. De plus, il est important de rappeler que la MLFMM utilisée provient d'un logiciel commercial optimisé contrairement au code DG-FDTD/TSD.

Enfin, les résultats présentés ici montrent que la méthode (DG-)FDTD/TSD peut constituer un outil intéressant pour réaliser les simulations associées à une étude de positionnement. En effet, une fois la simulation de l'antenne et de son environnement proche effectuée (simulation DG-FDTD), les besoins modérés en ressources informatiques de la TSD permettent de simuler efficacement un nombre important de configurations de l'antenne sur le lanceur.

#### 6.4.2.5 Conclusion

Une campagne de mesure, réalisée sur une maquette de lanceur du CNES, a permis de tester les capacités des méthodes hybrides FDTD/TSD et DG-FDTD/TSD sur un cas antenne sur lanceur réaliste. Deux scénarios ont alors été considérés : un premier correspondant à un monopôle, fonctionnant à 17 GHz, positionné sur le lanceur amputé de ses boosters et un second se différenciant uniquement du premier par la présence à proximité de l'antenne d'un bloc diélectrique. Les résultats de cette campagne de mesure ont été complétés par des résultats de simulation obtenus avec la méthode MLFMM de FEKO.

Cette campagne de mesure a tout d'abord démontré la possibilité de simuler efficacement un scénario d'antenne sur lanceur avec une méthode hybride basée sur la FDTD et la TSD. La comparaison des diagrammes de rayonnement obtenus a ainsi montré la capacité des méthodes FDTD/TSD et DG-FDTD/TSD à fournir des résultats présentant globalement un bon niveau de précision. Bien qu'il reste encore certains points à améliorer à ce sujet (en particulier dans la zone de rayonnement arrière), ceci démontre que la méthode hybride proposée dispose d'une précision suffisante pour être utilisée lors de la phase de

pré-dimensionnement. On retiendra que la méthode DG-FDTD/TSD a permis d'obtenir des résultats plus proches de la mesure que FEKO lors de l'étude du scénario incluant le bloc diélectrique à proximité de l'antenne.

L'approche hybride s'est également montrée moins gourmande en ressource mémoire que la MLFMM de FEKO. Ce résultat argumente en faveur de son utilisation lors des phases de pré-dimensionnement nécessitant un nombre important de calculs. En revanche, au niveau du temps de calcul, FEKO garde l'avantage. Ce point est à nuancer puisque le code DG-FDTD/TSD est un code maison n'ayant fait l'objet d'aucune optimisation.

Enfin, les développements sur la TSD n'ayant débuté que sur la fin de la thèse, de nombreux points n'ont pas pu être investigués. Aussi, certains choix effectués lors du paramétrage des simulations TSD ont été faits de façon arbitraire faute de temps. Il apparaît donc que de nombreux aspects liés à la TSD et son hybridation nécessiteraient des études supplémentaires afin d'améliorer la précision et le temps de calcul de la méthode FDTD/TSD. Parmi les pistes de recherches possibles au sujet de la TSD figurent :

- Une étude paramétrique sur l'influence du niveau de maillage TSD lors de l'analyse d'un objet cylindrique. Les travaux menés ici n'ont pas déterminé le niveau de maillage minimal pouvant être utilisé pour un rapport  $R/\lambda$  donné. Cette étude pourrait considérer d'une part le nombre de bandes et d'autre part la résolution du maillage. Un prolongement de cette étude pourrait consister à étudier le bénéfice apporté par un maillage non uniforme (plus dense au niveau de la surface d'excitation et plus relâché sur les éléments éloignés de l'antenne).
- Une étude paramétrique permettant d'évaluer l'influence des dimensions de la surface de Huygens. Idéalement, cette étude pourrait déboucher sur l'établissement d'une règle permettant de choisir les dimensions de la surface équivalente.
- Une étude sur l'influence de l'approximation faite au niveau du point de visibilité en fonction des dimensions électriques de la surface de Huygens et du rapport  $R/\lambda$  de la surface accueillant l'antenne. Il est possible que l'erreur faite lors la première étape permettant de calculer les courants du domaine visible se propage lors du calcul séquentiel des courants sur la partie ombrée.
- Une étude sur le raccordement de la surface de Huygens au maillage TSD. En effet, de par la proximité entre les barycentres de certaines facettes du porteur et de la surface de Huygens, des singularités peuvent apparaître lors des calculs liés à la phase d'excitation. Il en découle alors des valeurs non physiques de courants sur les facettes jouxtant la surface d'excitation.
- Recherche de stratégies de simulation TSD autres que celle décrite dans ce document.

## 6.5 Conclusion du chapitre

Ce dernier chapitre s'est intéressé au cas particulier de la simulation d'une antenne sur lanceur spatial. Le verrou posé par la modélisation des courants dans les zones non visibles a conduit à revoir la partie asymptotique de la DG-FDTD/IPO.

La première partie de ce chapitre s'est conclue par la proposition d'une nouvelle méthode asymptotique basée sur l'IPO, appelée TSD, permettant de modéliser les courants sur

les parties visible et ombrée d'une plate-forme cylindrique.

Cette méthode a ensuite été combinée à la FDTD afin d'analyser un problème canonique d'antenne sur cylindre. Le bon accord des résultats obtenus avec la MLFMM de FEKO a permis de valider la procédure de couplage entre une simulation FDTD et une simulation TSD. Cette étude a également permis de démontrer la capacité de la méthode à analyser précisément une structure cylindrique.

Un scénario simplifié d'antenne sur un lanceur spatial a ensuite été considéré avec la FDTD/TSD. Ce paragraphe a notamment mis en lumière la stratégie de simulation TSD permettant de traiter la géométrie particulière de la plate-forme. Une comparaison des résultats obtenus avec la MLFMM de FEKO a permis de démontrer la capacité de la TSD à analyser précisément et efficacement une plate-forme de type lanceur.

Enfin, une maquette de lanceur, réalisée par le CNES, a permis de tester les performances de la FDTD/TSD sur un objet réaliste. La comparaison des diagrammes FDTD/TSD avec les mesures a une nouvelle fois démontré les capacités en matière de précision de la méthode proposée. Une comparaison des ressources nécessaires avec le logiciel de référence FEKO a également mis en lumière une diminution sensible des ressources mémoires nécessaires. Cette campagne de mesure a donc offert des résultats très encourageant en vu de l'utilisation par le service antenne du CNES de la DG-FDTD/TSD en tant qu'outil de pré-dimensionnement.

# Conclusion générale et perspectives

## Conclusion

Une nouvelle méthode hybride combinant une méthode FDTD multi-échelle avec une méthode asymptotique itérative a été développée au cours de cette thèse en vue de permettre l'analyse rapide et précise d'antennes environnées installées sur des plates-formes de grandes dimensions électriques.

Le premier chapitre a tout d'abord permis de lister les différentes contraintes pouvant intervenir lors de la simulation d'antennes sur porteur. Un tour d'horizon des méthodes employées dans la simulation de ce type de problème électromagnétique a ensuite été proposé en indiquant le positionnement respectif par rapport à ces contraintes. Lors de ce tour d'horizon, les méthodes de décomposition de domaines basées sur des méthodes rigoureuses ont montré de très bonnes aptitudes pour la simulation d'antennes sur porteur. Parmi ces méthodes, la FDTD à grille double (DG-FDTD) a retenu notre attention. Elle permet de réaliser des analyses large bande rapides et précises d'antennes avec un environnement proche complexe. Cependant, sa formulation rigoureuse entraîne des besoins importants en ressources informatiques pour analyser des problèmes de grandes dimensions électriques.

Après avoir rappelé le principe de la DG-FDTD, le second chapitre a étudié ses limites, du point de vue de la taille maximale des structures pouvant être simulées. Cette étude a montré, qu'à partir des ressources informatiques dont nous disposons, il est possible d'analyser au mieux un cube de 64 longueurs d'onde de côté. Des exemples de "plus grands domaines simulables" dans un problème d'antenne sur plate-forme satellite ont ensuite été donnés. La méthode DG-FDTD a alors été appliquée à la résolution d'un problème concret d'antenne environnée proposé par le CNES. Un éclairage sur les conséquences du phénomène de dispersion numérique pouvant intervenir dans les volumes FDTD de grandes dimensions a également été apporté à cette occasion. Enfin, étant arrivé à la conclusion que la DG-FDTD seule ne permet pas de simuler précisément et efficacement des problèmes d'antenne sur porteur, ce chapitre a proposé d'hybrider la DG-FDTD avec une méthode asymptotique fréquentielle, l'optique physique itérative, afin d'étendre son domaine d'application. Ce choix a finalement permis de recentrer la problématique de travail autour de la simulation d'antenne environnée et installée sur des porteurs de grandes dimensions électriques.

La nouvelle méthode hybride basée sur la DG-FDTD et notée DG-FDTD/IPO a été présentée dans le troisième chapitre. La résolution, avec la DG-FDTD/IPO, d'un problème d'antennes environnées sur porteur s'opère en deux simulations successives. La première est dé-

diée à l'analyse rigoureuse de l'antenne et de son environnement proche par la DG-FDTD. La seconde utilise l'IPO pour prendre en compte efficacement l'effet de la plate-forme sur le rayonnement de l'antenne. Les deux simulations sont interfacées en utilisant le principe d'équivalence. Des sources équivalentes modélisant le comportement de l'antenne et de son environnement proche sont tout d'abord calculées lors de la simulation DG-FDTD. Après une conversion dans le domaine fréquentiel, ces sources équivalentes servent d'excitation pour la simulation IPO. Dans ce chapitre, la DG-FDTD/IPO a été validée sur un scénario canonique d'antenne environnée sur plate-forme. Les calculs de champ rayonné effectués à cette occasion ont montré un très bon accord entre la méthode proposée et les méthodes références. Cette phase de validation a également mis en lumière l'efficacité, au niveau du temps de calcul, de la DG-FDTD/IPO pour simuler ce type de scénario.

Le quatrième chapitre s'est focalisé sur l'application et l'exploitation de la DG-FDTD/IPO. La méthode a tout d'abord été appliquée à du calcul de rayonnement EM en champ lointain dans deux scénarios d'antenne environnée sur porteur. Le premier cas d'application, concernant une antenne sur un véhicule, a démontré la capacité de la méthode à traiter précisément et efficacement un scénario d'antenne sur porteur de dimensions réalistes. Ce premier cas d'application a notamment mis en lumière le gain au niveau du temps de calcul apporté par la DG-FDTD/IPO, par rapport à une approche comme la MLFMM, lors d'analyses large bande. La méthode a ensuite été appliquée à la résolution d'un problème d'antenne environnée sur plate-forme à l'occasion du "benchmarking" logiciel organisé par EurAAP. La méthode a alors démontré sa capacité à rivaliser avec quatre méthodes commerciales sophistiquées et hyper-optimisées des logiciels commerciaux. Certaines difficultés concernant le calcul de la CROSS- polarisation ont néanmoins été observées. La seconde partie du chapitre a mis en avant les possibilités offertes par la DG-FDTD/IPO en matière d'analyse de champ lointain rayonné dans un problème d'antenne environnée sur porteur. La modularité de la méthode peut en effet être exploitée avantageusement afin de mener efficacement ce type d'analyse. Ce type d'exploitation de la méthode a été illustré en réalisant l'étude du rayonnement du scénario de validation de la DG-FDTD/IPO.

Le cinquième chapitre a proposé une amélioration de la DG-FDTD/IPO consistant à prendre en compte de façon grossière les couplages retours, entre l'environnement proche de l'antenne et la plate-forme, dans la simulation IPO. Cette amélioration repose sur la redescription grossière de l'environnement proche de l'antenne dans la simulation IPO. Un scénario canonique impliquant un fort couplage entre l'environnement proche de l'antenne et la plate-forme a été défini afin de valider l'amélioration. La comparaison des résultats obtenus au niveau du champ lointain, avec deux méthodes références, a montré une amélioration des résultats DG-FDTD/IPO suite à la modification apportée dans la simulation IPO. Plus précisément, l'amélioration apportée dans ce chapitre permet de prendre en compte les principaux effets liés aux couplages retours entre la plate-forme et l'environnement proche de l'antenne. Cependant, cette amélioration est soumise à certaines limitations. Tout d'abord, l'utilisation d'un modèle grossier ne permet pas la prise en compte des effets secondaires liés aux couplages retours. Ensuite, le code IPO utilisé dans cette thèse n'autorise pas la redescription d'un environnement proche de type diélectrique.

Le sixième chapitre s'est intéressé au cas particulier de la simulation d'antenne sur lan-

ceur spatial. Le verrou posé par la modélisation des courants dans les zones non visibles a conduit à revoir la partie asymptotique de la DG-FDTD/IPO. La première partie de ce chapitre a proposé une nouvelle méthode asymptotique itérative permettant de modéliser les courants sur les parties visible et ombrée d'une plate-forme cylindrique. Cette méthode dite de Traitement Séquentiel des Domaines (TSD) a ensuite été combinée à la FDTD afin d'analyser un problème canonique d'antenne sur cylindre. Le bon accord entre les résultats obtenus et la MLFMM de FEKO a permis de valider la procédure de couplage entre une simulation FDTD et une simulation TSD. Cette étude a également permis de démontrer la capacité de la méthode à analyser précisément et efficacement une structure cylindrique. Un scénario simplifié d'antenne sur un lanceur spatial a ensuite été considéré. Une stratégie de simulation TSD permettant de traiter la géométrie particulière de la plate-forme a été proposée. La comparaison des résultats obtenus avec la MLFMM de FEKO a permis de démontrer la capacité de la TSD à analyser précisément et efficacement une plate-forme de type lanceur.

## Perspectives

La travaux menés au cours de cette thèse sur la modélisation d'antennes sur porteur ouvrent des perspectives intéressantes.

### **Rebouclage de la DG-FDTD/IPO sur une méthode rigoureuse afin de résoudre des problèmes de couplage entre antenne**

La méthode DG-FDTD/IPO introduite dans ce manuscrit offre un outil efficace et précis pour calculer le champ rayonné par une antenne installée à proximité d'objets complexes et positionnée sur un porteur. En revanche, cette méthode ne permet pas de déterminer le niveau de couplage entre les antennes positionnées sur un porteur. Or, ce type d'étude est très fréquemment nécessaire, par exemple pour s'assurer du bon découplage entre les différentes antennes présentes sur une plate-forme. Une perspective intéressante pourrait donc consister à reboucler la DG-FDTD/IPO sur une méthode rigoureuse afin de permettre le calcul de couplage.

On pourrait ainsi envisager de reboucler la DG-FDTD/IPO sur la DG-FDTD. Afin d'illustrer cette perspective, on considère le scénario de la Figure 6.33 inspiré du problème d'antenne sur véhicule traité dans le chapitre 4. Une antenne diamant ainsi qu'une antenne monopôle sont placées sur le véhicule. La simulation DG-FDTD/IPO/DG-FDTD permettant de calculer le niveau de couplage entre ces deux antennes pourrait alors se décomposer de la manière suivante (Figure 6.34) :

- 1) : une simulation DG-FDTD de l'antenne diamant avec son environnement proche,
- 2) : une simulation IPO de la plate-forme (avec éventuellement la redescription grossière des environnements proches des deux antennes),
- 3) : une simulation DG-FDTD de l'antenne monopôle et de son environnement proche. Cette simulation correspond à un zoom électromagnétique sur l'antenne monopôle. Ce principe a été proposé dans la DG-FDTD bilatérale développée par Miry [117]. Plus précisément on retrouve ici les étapes 2 et 3 de la méthode DG-FDTD bilatérale.

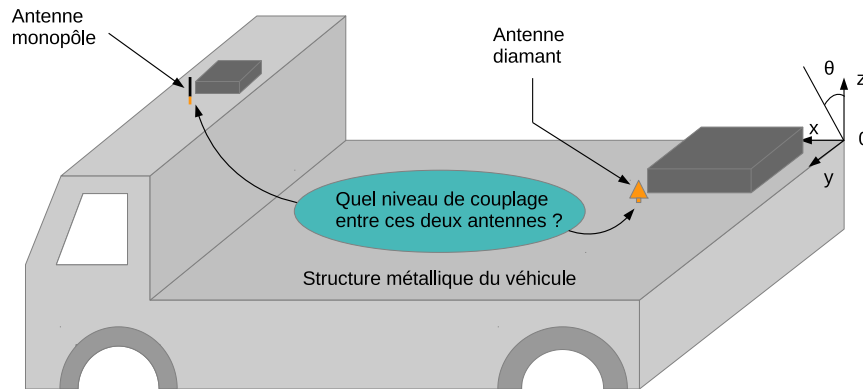


FIGURE 6.33 – Illustration d'un problème de couplage entre antennes.

Afin d'interfacer les simulations 2 et 3, une surface de prélèvement englobant l'antenne monopôle et son environnement proche devrait être définie dans la simulation IPO. L'amplitude et la phase des champs tangentiels sur cette surface seraient alors enregistrés pour un ou plusieurs points de fréquence. Ces champs seraient ensuite utilisés, après conversion dans le domaine temporel, comme source d'excitation pour la première étape de la simulation 3 (simulation grossière).

La valeur des champs récupérés au niveau de la charge adaptée de l'antenne à l'issue de la dernière simulation DG-FDTD permettrait finalement de calculer précisément le niveau de couplage pour chaque point fréquentiel calculé dans l'IPO. Une interpolation effectuée à partir de ces points permettrait, si besoin, d'estimer le couplage sur une bande de fréquence.

Il serait également envisageable de combiner la DG-FDTD/IPO avec un modèle de substitution, récemment présenté dans [118], afin de venir remplacer la simulation DG-FDTD finale. Comme indiqué sur la Figure 6.35, les champs tangentiels récupérés au niveau de la surface de prélèvement définie dans l'IPO serviraient alors d'entrées pour le modèle de substitution. La sortie du modèle de substitution donnerait directement la valeur des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  au niveau de la charge adaptée de l'antenne monopôle pour le point de fréquence calculé dans l'IPO. L'avantage du modèle de substitution réside dans sa capacité à fournir une solution quasi instantanée dès lors que les fonctions de transfert ont été calculées. Cette technique permettrait par conséquent d'améliorer l'efficacité du calcul de couplage sur un nombre de points de fréquence important.

### Développement du concept de la TSD

Le chapitre 6, consacré à la simulation d'antenne sur lanceur, a proposé une nouvelle méthode asymptotique itérative : la TSD. cette méthode permet de calculer de manière séquentielle les courants en zone ombrée sur un objet à symétrie de révolution. Les travaux effectués sur cette méthode étant exploratoires, de nombreux points restent à développer.

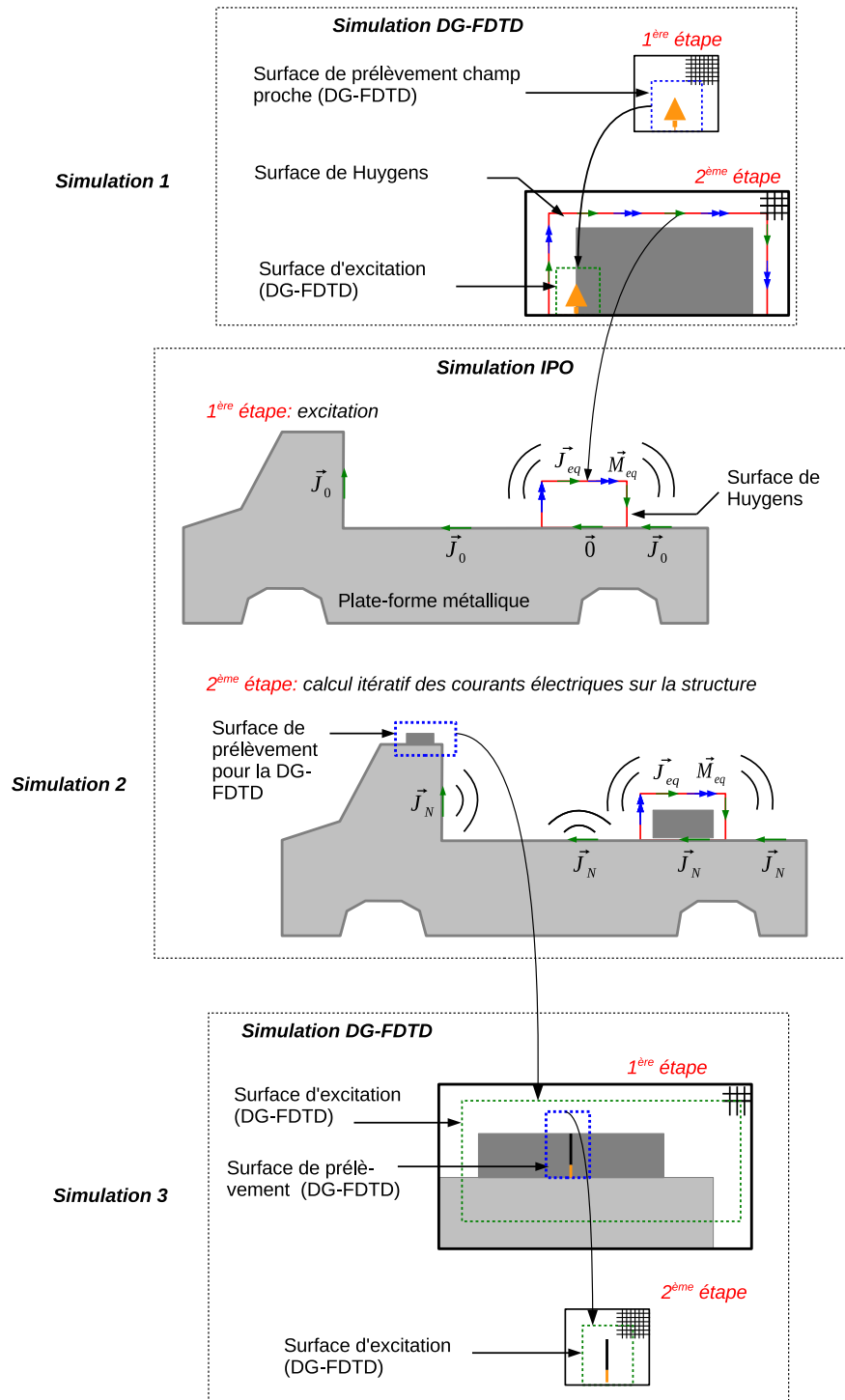


FIGURE 6.34 – Methode DG-FDTD/IPO/DG-FDTD appliquée à un calcul de couplage entre antennes.



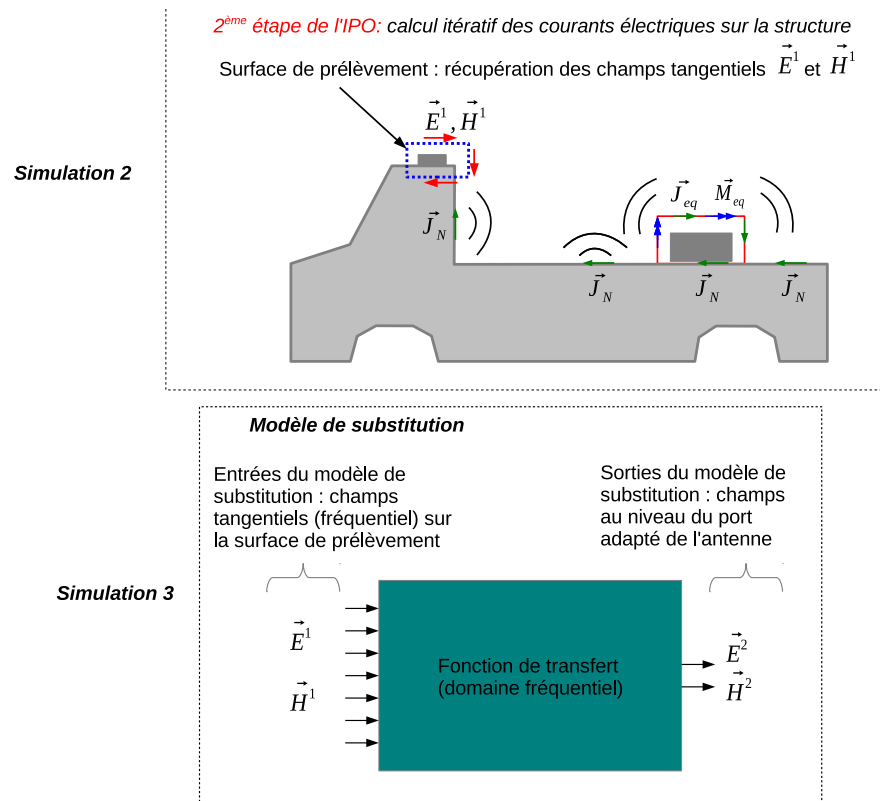


FIGURE 6.35 – Utilisation d'un modèle de substitution suite à la simulation DG-FDTD/IPO pour calculer le couplage entre les antennes.

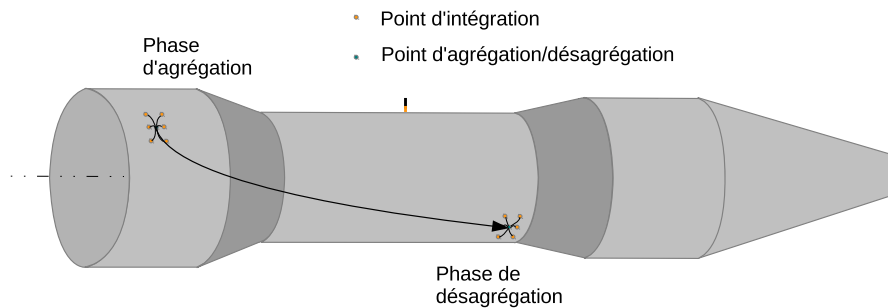


FIGURE 6.36 – Illustration de l'application de l'algorithme MLFMA lors de la simulation TSD.

Un premier axe concerne l'accélération de la technique proposée. Ici on peut envisager plusieurs solutions qui pourraient d'ailleurs être combinées. Tout d'abord, au vu des dimensions électriques des plates-formes analysées avec la TSD, on pourrait envisager de lui appliquer l'algorithme MLFMA. Ceci reviendrait à grouper les interactions entre des portions de structure très éloignées (Figure 6.36). Ce principe a été appliqué au schéma IPO et a permis de réduire significativement le temps de calcul [107]. D'autres pistes permettant de réduire le temps de calcul d'une simulation TSD pourraient être envisagées.

Le second axe de développement envisageable concerne la généralisation de l'approche TSD. Telle que présentée jusqu'ici, la TSD ne peut être appliquée que sur des structures à symétrie de révolution ayant été préalablement discrétisées en bandes. Il serait intéressant de chercher une méthodologie plus générale ne nécessitant pas de discrétisation et permettant d'analyser des structures de forme quelconque.



## Annexe A

# Définition de la méthode de normalisation en directivité

La normalisation en directivité du champ lointain est obtenue directement d'après la définition de la directivité  $D(\theta, \phi)$ . On rappelle que  $D(\theta, \phi)$  est donnée par :

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P(\theta, \phi) d\theta d\phi} \quad (\text{A.1})$$

où  $P(\theta, \phi)$  est la puissance rayonnée par unité d'angle solide, proportionnelle à  $|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2$ . A.1 s'écrit aussi :

$$D(\theta, \phi) = \frac{\alpha(|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \alpha(|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) d\theta d\phi} = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 d\theta d\phi} \quad (\text{A.2})$$

où  $\alpha$  est le coefficient de proportionnalité entre  $P(\theta, \phi)$  et  $|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2$ . La normalisation en directivité est finalement obtenue en divisant le module de la grandeur souhaitée, à savoir  $|E_\theta|$ ,  $|E_\phi|$  ou le champ total  $|E|$ , par  $\sqrt{\frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 d\theta d\phi}}$ . On exprime alors la quantité en décibel en prenant  $20 \log_{10}$  du rapport.



## Annexe B

# Publications personnelles

### Article

- B. Le Lepvrier, R. Loison, R. Gillard, P. Pouliguen, P. Potier et L. Patier "A new hybrid method for the analysis of surrounded antennas mounted on large platforms", dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.62, n.62, Mai 2014, p. 2388-2397382.

### Conférences internationales

- B. Le Lepvrier, R. Loison, R. Gillard, L. Patier, P. Potier et P. Pouliguen, "Analysis of Surrounded Antennas : from DG-FDTD to DG-FDTD/IPO", *IEEE International Conference on Antenna Measurements and Applications CAMA 2014*, Antibes Juan-les-Pins, 16-19 Novembre 2014, accepté pour présentation.
- B. Le Lepvrier, R. Loison, R. Gillard, L. Patier, P. Potier et P. Pouliguen, "Analysis of Surrounded Antennas Mounted on Large and Complex Structures Using a Hybrid Method", *European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2014*, La Haye, 6-11 Avril 2014.
- B. Le Lepvrier, R. Loison, R. Gillard, L. Patier, P. Potier et P. Pouliguen, "Hybridization of the Dual-Grid FDTD with the Physical Optics to analyze antennas mounted on large and complex platforms", *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, Turin, 9-13 Septembre 2014.
- B. Le Lepvrier, R. Loison, R. Gillard, L. Patier, P. Potier et P. Pouliguen, "Rigorous analysis of a satellite antenna including its surrounding environment with the Dual-Grid FDTD method", *international symposium on antenna technology and applied electromagnetics*, Toulouse, 25-28 Juin 2012.

Contribution à :

- R. Gillard, B. Le Lepvrier, R. Loison, G. A. Vandenbosch, “On-Going Progress of SoftLAB Benchmark in 2014”, *European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2014*, La Haye, 6-11 Avril 2014.

### Conférences nationales

- B. Le Lepvrier, R. Loison, R. Gillard, L. Patier, P. Potier et P. Pouliguen, “Hybridation de la DG-FDTD avec l’IPO pour l’analyse d’antennes environnées sur porteur,” dans *Journées EM et Guerre électronique*, Toulouse, 14 Novembre 2013.
- B. Le Lepvrier, R. Loison, R. Gillard, L. Patier, P. Potier et P. Pouliguen, “Hybridation de la DG-FDTD avec l’IPO pour l’analyse d’antennes environnées sur porteur”, dans *Assemblée générale du GDR ondes*, Dijon, 28 Octobre 2013.
- B. Le Lepvrier, R. Loison, R. Gillard, L. Patier, P. Potier et P. Pouliguen, “Hybridation de la DG-FDTD avec l’optique physique fréquentielle pour l’analyse d’antennes sur porteur”, dans *Journées Nationales Micro-ondes JNM 2013*, Paris, 14-17 Mai 2013.

# Table des figures

1	Implantations d'antennes sur différents types de porteurs : (a) et (b) avion d'armes, (c) navire militaire, (d) missile. . . . .	4
1.1	Problème fil rouge d'antennes sur porteur extrait du contexte spatial. . . . .	8
1.2	Illustration sur un satellite des problématiques rencontrées lors de la modélisation d'antennes sur porteur. . . . .	9
1.3	Illustration du principe d'une méthode de compression des calculs appliquée à la MoM : la FMM. . . . .	13
1.4	Illustration du Domaine d'application des méthodes rigoureuses. . . . .	14
1.5	Illustration de l'évolution du domaine d'application des méthodes rigoureuses en fonction des techniques de réduction de calcul employées. . . . .	20
1.6	Illustration du domaine d'application des méthodes asymptotiques. . . . .	23
1.7	Illustration du domaine d'application des méthodes hybrides. . . . .	31
1.8	Graphique de synthèse des méthodes exposées lors du tour d'horizon. . . . .	32
2.1	Problème électromagnétique : antenne environnée. . . . .	35
2.2	Principe de la DG-FDTD. . . . .	35
2.3	Volume FDTD canonique utilisé pour les calculs. . . . .	39
2.4	Structure canonique utilisée pour les évaluations de tailles maximales simulables	41
2.5	Plus grands domaines d'utilisation de la DG-FDTD pour les trois cas étudiés en bande S, X et Ka . . . . .	43
2.6	Description du cas d'étude. . . . .	45
2.7	Description de l'antenne TéléMesure Image. . . . .	46
2.8	Discretisation FDTD de l'antenne. . . . .	47
2.9	Diagrammes de directivité du champ total et taux d'ellipticité de l'antenne TMI <b>sans</b> son environnement d'intégration à 7 GHz, 8,3 GHz ( $f_0$ ) et 12 GHz. . . . .	48
2.10	Élément diffractant . . . . .	49
2.11	Schéma des configurations d'intégration de l'antenne TMI . . . . .	49
2.12	Décomposition DG-FDTD du problème . . . . .	50
2.13	Comparaison des diagrammes de directivité du champ $\vec{E}$ total de l'antenne TMI isolée et environnée (configuration 1). . . . .	52
2.14	Comparaison des diagrammes de directivité du champ $\vec{E}$ total de l'antenne TMI isolée et environnée (configuration 2). . . . .	53



2.15	Présentation du problème simplifié considéré pour l'étude du phénomène de dispersion. . . . .	55
2.16	Volume FDTD utilisés pour l'étude du phénomène de dispersion. (a) : grand volume, maillage grossier ; (b) : grand volume, maillage intermédiaire ; (c) : petit volume, maillage fin. . . . .	56
2.17	Diagrammes de directivité dans les plans $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$ à 7 GHz et 12 GHz pour les trois simulations FDTD. . . . .	58
2.18	Schéma conceptuel représentant la problématique d'antennes sur porteur abordée dans ce document. A : antenne émettrice, B : environnement proche complexe, C : plate-forme de grandes dimensions, sans élément complexe, accueillant l'antenne. . . . .	61
3.1	Exemple d'antenne environnée installée sur un porteur. . . . .	65
3.2	Principe de la DG-FDTD/IPO. . . . .	66
3.3	Schéma de la phase d'excitation de la simulation IPO. . . . .	68
3.4	Schéma de la phase de résolution itérative de la simulation IPO. . . . .	69
3.5	Schéma de la phase de post-traitement permettant le calcul du champ lointain rayonné. . . . .	70
3.6	Illustration de la compression temporelle lors de la sauvegarde des champs tangentiels. . . . .	72
3.7	Illustration de la compression spatiale lors de la sauvegarde des champs tangentiels. . . . .	72
3.8	Gestion des visibilité par une approche géométrique. . . . .	75
3.9	Problème initial. . . . .	75
3.10	Problème équivalent correspondant au problème initial. . . . .	75
3.11	Particularisation du problème équivalent avec les hypothèse IPO. . . . .	76
3.12	Scénario de validation de la DG-FDTD/IPO. $l = 3,9 \text{ m} = 13 \lambda_{1\text{GHz}}$ , $h = 1,15 \text{ m} = 3,83 \lambda_{1\text{GHz}}$ , $d = 0,15 \text{ m} = 0,5 \lambda_{1\text{GHz}}$ , $C_{dielec} = 0,18 \text{ m} = 0,6 \lambda_{1\text{GHz}}$ , $\epsilon_r = 10$ . . . . .	77
3.13	Décomposition ML DG-FDTD de la simulation du scénario de validation. . . . .	78
3.14	Décomposition DG-FDTD/IPO de la simulation du scénario de validation. . . . .	79
3.15	Comparaison des diagrammes de directivité de la composante $E_\theta$ champ lointain, dans le plan $(x0z)$ et à 1 GHz, pour $N = 0, 1, 2$ et 15 itérations IPO. . . . .	80
3.16	Comparaison des diagrammes de directivité des composantes $E_\theta$ et $E_\phi$ , dans le plan $(y0z)$ et à 1 GHz, pour $N = 0, 1, 2$ et 15 itérations IPO. . . . .	81
3.17	Composante $E_\theta$ du champ lointain (CO-polarisation) dans le plan $(x0z)$ à 1 GHz pour le scénario de validation. . . . .	83
3.18	Champ lointain dans le plan $(y0z)$ à 1 GHz pour le scénario de validation. . . . .	84
4.1	Antenne large-bande installée sur un véhicule. . . . .	89
4.2	Antenne diamant. . . . .	90
4.3	Comparaison du coefficient de réflexion simulé par la FDTD et FEKO. . . . .	91
4.4	Comparaison des diagrammes de directivité FDTD et MoM de l'antenne diamant dans les plans $(x0z)$ et $(y0z)$ , et pour les fréquences $f = 5 \text{ GHz}$ et $f = 9,5 \text{ GHz}$ . . . . .	91

4.5	Environnement proche de l'antenne diamant. $l_2 = 246$ mm ; $w_2 = 168$ mm ; $h_2 = 144$ mm ; $d_2 = 25,2$ mm. . . . .	92
4.6	Simulation de l'environnement proche avec la DG-FDTD. . . . .	92
4.7	Comparaison des diagrammes de directivité FDTD et MLFMM de l'antenne avec son environnement proche dans les plans $(x0z)$ et $(y0z)$ , et pour les fréquences $f = 5$ GHz et $f = 9,5$ GHz. . . . .	93
4.8	Antenne large-bande environnée positionnée sur un véhicule. $l = 1728$ mm ; $w = 1584$ mm ; $h = 1008$ mm ; $l_2 = 246$ mm ; $w_2 = 168$ mm ; $h_2 = 144$ mm ; $d_1 = 78$ mm ; $d_2 = 25,2$ mm. . . . .	94
4.9	Comparaison des diagrammes de directivité DG-FDTD/IPO et MLFMM de l'antenne sur le véhicule, dans les plans $(x0z)$ et $(y0z)$ , à $f = 9,5$ GHz. . . . .	97
4.10	Trois positions envisagées lors de l'étude du placement de l'antenne. Les coordonnées correspondent au pied de l'antenne. . . . .	99
4.11	Diagramme de rayonnement de la composante $E_\theta$ , dans le plan $(x0z)$ , pour les trois positions. . . . .	99
4.12	Schéma du cas test proposé pour le benchmarking. . . . .	101
4.13	Géométrie du cas test utilisé pour le "benchmarking". $l = 1728$ ; $w = 1584$ ; $h = 1008$ mm ; $l_1 = 54$ ; $l_2 = 70,8$ ; $l_3 = 108$ ; $l_4 = 141,6$ ; $w_1 = 78$ ; $w_2 = 94,8$ ; $w_3 = 156$ ; $w_4 = 189,6$ ; $h_3 = 96$ ; $h_4 = 112,8$ ; $h_{ant} = 16,8$ ; $d = 22,8$ ; $\delta = 117,6$ ; $X_{ref} = 147,6$ ; $Y_{ref} = 289,2$ (dimensions en mm). . . . .	102
4.14	Zoom sur la cavité diélectrique. $a = 17,2$ mm ; $b = 14,4$ mm ; $b_2 = 7,2$ mm ; $c = 19,2$ mm ; $c_2 = 9,6$ mm. Matériau A : $\epsilon_r = 3$ ; matériau B : $\epsilon_r = 10$ . . . . .	102
4.15	Schéma de décomposition de la simulation DG-FDTD/IPO du cas test. . . . .	103
4.16	Comparaison des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation et CROSS-polarisation, dans les plans $(x0z)$ et $(y0z)$ , à 4,5 GHz. . . . .	105
4.17	Comparaison des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation et CROSS-polarisation, dans les plans $(x0z)$ et $(y0z)$ , à 6,5 GHz. . . . .	106
4.18	Comparaison des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation et CROSS-polarisation, dans les plans $(x0z)$ et $(y0z)$ , à 9,5 GHz. . . . .	107
4.19	Définition des sous-cas permettant l'analyse des contributions EM des différents éléments du scénario de validation. . . . .	109
4.20	Mise en évidence de la réutilisation des simulations DG-FDTD lors de l'analyse des sous-cas. . . . .	110
4.21	Comparaison de la composante $E_\theta$ du champ rayonné, par le cas complet et le sous-cas 1, dans le plan $(y0z)$ . . . . .	111
4.22	Comparaison de la composante $E_\theta$ du champ rayonné, par le cas complet et le sous-cas 2, dans le plan $(x0z)$ . . . . .	112
4.23	Comparaison de la composante $E_\theta$ du champ rayonné, par le cas complet et le sous-cas 3, dans le plan $(x0z)$ . . . . .	113
5.1	Illustration de la non prise en compte du couplage retour entre les éléments du domaine DG-FDTD et la plate-forme dans la version initiale de la DG-FDTD/IPO. . . . .	119

5.2	Scénario utilisé pour la validation de la redescription grossière du volume DG-FDTD dans l'IPO. $l = 3,9 \text{ m} = 13 \lambda_{1\text{GHz}}$ , $h = 1,15 \text{ m} = 3,83 \lambda_{1\text{GHz}}$ , $d_{\text{plaque}} = 0,8 \text{ m} \approx \frac{8\lambda_{1\text{GHz}}}{3}$ , $d_{\text{ant-plaque}} = 0,20 \text{ m} \approx \frac{2\lambda_{1\text{GHz}}}{3}$ , $h_{\text{plaque}} = 0,9 \text{ m} = 3 \lambda_{1\text{GHz}}$ , $w_{\text{plaque}} = 1,4 \text{ m} \approx 4,67 \lambda_{1\text{GHz}}$ .	119
5.3	Décomposition ML DG-FDTD du scénario de validation. Définition de deux schémas intégrant ou non la prise en compte des couplages retours entre l'environnement proche de l'antenne et la plate-forme métallique. . . . .	121
5.4	Comparaison de la composante $E_\theta$ du champ lointain, dans le plan $(x0z)$ et à 1 GHz, simulée avec les méthodes MLFMM et ML DG-FDTD. . . . .	122
5.5	Comparaison des composantes $E_\theta$ (a) et $E_\phi$ (b) du champ lointain, dans le plan $(y0z)$ et à 1 GHz, simulées avec les méthodes MLFMM et ML DG-FDTD. . . . .	123
5.6	Comparaison de la composante $E_\theta$ du champ lointain, dans le plan $(x0z)$ et à 1 GHz, simulée avec les méthodes DG-FDTD/IPO et ML DG-FDTD sans redescription. . . . .	124
5.7	Comparaison des composantes $E_\theta$ (a) et $E_\phi$ (b) du champ lointain, dans le plan $(y0z)$ et à 1 GHz, simulées avec les méthodes DG-FDTD/IPO et ML DG-FDTD sans redescription. . . . .	125
5.8	Comparaison des diagrammes de directivité de la composante $E_\theta$ champ lointain, dans le plan $(x0z)$ et à 1 GHz, pour $\delta = 0.1\%$ , $0.01\%$ , $0.001\%$ , $1.10^{-4}\%$ et $1.10^{-5}\%$ soit $N = 3, 38, 52, 94$ et $122$ itérations IPO. . . . .	127
5.9	Comparaison des diagrammes de directivité des composantes $E_\theta$ et $E_\phi$ du champ lointain, dans le plan $(y0z)$ et à 1 GHz, pour $\delta = 0.1\%$ , $0.01\%$ , $0.001\%$ , $1.10^{-4}\%$ et $1.10^{-5}\%$ soit $N = 3, 38, 52, 94$ et $122$ itérations IPO. . . . .	128
5.10	Comparaison des diagrammes de directivité de la composante $E_\theta$ du champ lointain, dans le plan $(x0z)$ et à 1 GHz, obtenus avec la DG-FDTD/IPO avec et sans redescription, la ML DG-FDTD avec redescription et la MLFMM. . . . .	129
5.11	Comparaison des diagrammes de directivité des composantes $E_\theta$ et $E_\phi$ du champ lointain, dans le plan $(y0z)$ et à 1 GHz, obtenus avec la DG-FDTD/IPO avec et sans redescription, la ML DG-FDTD avec redescription et la MLFMM. . . . .	130
6.1	Illustration des communications entre le lanceur et la Terre. . . . .	135
6.2	Schéma d'un lanceur spatial sur lequel sont installées les antennes RADAR et TMI. . . . .	135
6.3	Problème de la modélisation des courants sur les zones non-visibles du lanceur. . . . .	135
6.4	Illustration, sur une section du lanceur, de la problématique associée à la modélisation des courants en zone ombrée sur une structure présentant une transition géométrique "douce" entre les zones visibles et ombrées. . . . .	136
6.5	Problème de diffraction par un objet à symétrie de révolution pouvant être traité par la méthode proposée par Kaye. . . . .	137
6.6	Problématique liée à la proximité entre les sources équivalentes et le lanceur. . . . .	140
6.7	Scénario canonique utilisé pour évaluer la capacité de la méthode "Kaye" pour calculer les courants sur une plate-forme à symétrie de révolution. . . . .	141
6.8	Évaluation des domaines de visibilité en fonction de la distance entre le dipôle et le cylindre. . . . .	141

6.9 Comparaisons des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) dans le plan ( $y0z$ ), à 1 GHz, obtenus avec l'approche Kaye et la MLFMM pour deux distances cylindre-dipôle différentes. . . . .	143
6.10 Décomposition du problème en vu de l'application de la TSD. . . . .	144
6.11 Illustration de la méthode TSD. . . . .	147
6.12 Comparaisons des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) dans le plan ( $y0z$ ), à 1 GHz, obtenus avec l'approche TSD et la MLFMM pour trois distances cylindre-dipôle différentes. . . . .	149
6.13 Scénario canonique de type monopôle sur cylindre utilisé pour la validation de l'hybridation FDTD/TSD. La fréquence de travail pour ce scénario est $f_0 = 4,275$ GHz. . . . .	151
6.14 Schéma de décomposition FDTD/TSD de la simulation du scénario d'antenne sur cylindre. . . . .	152
6.15 Discrétisation du cylindre par des bandes en vue de la simulation TSD. . . . .	154
6.16 Calcul global des domaines visibles et ombrés sur le cylindre. . . . .	155
6.17 Comparaisons des diagrammes de rayonnement du monopôle installé sur le cylindre obtenus avec la FDTD/TSD et la MLFMM. Observation de la composante en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) dans les plans ( $x0z$ ) et ( $y0z$ ), à 4,275 GHz. . . . .	157
6.18 Schéma du scénario d'antenne sur lanceur utilisé lors de la phase de développement de la TSD. R désigne le rayon de l'élément cylindrique considéré. Les dimensions électriques sont données à la fréquence de travail $f = 4,275$ GHz. . . . .	159
6.19 Schéma du sous-cas comprenant le corps du lanceur et la jonction avant. Les dimensions électriques sont données à la fréquence de travail $f = 4,275$ GHz. . . . .	160
6.20 Définition du domaine visible sur le sous-cas. La structure est vue de dessus . . . . .	160
6.21 Comparaisons des diagrammes de rayonnement du sous-cas lanceur, obtenus avec la FDTD/TSD et la MLFMM. Observation dans les plans ( $x0z$ ) et ( $y0z$ ), à 4,275 GHz. . . . .	161
6.22 Définition du domaine visible et des sous-domaines ombrés lors de la simulation TSD du lanceur. . . . .	163
6.23 Comparaisons des diagrammes de rayonnement du cas lanceur, obtenus avec la FDTD/TSD et la MLFMM. Observation dans les plans ( $x0z$ ) et ( $y0z$ ), à 4,275 GHz. . . . .	164
6.24 Comparaison des diagrammes de rayonnement du monopôle sur le cylindre, du monopôle sur le cylindre plus la jonction avant et enfin du monopôle sur le lanceur complet. . . . .	165
6.25 Maquette du lanceur à l'échelle 1 : 10 réalisée par le CNES. . . . .	167
6.26 Maquette correspondant au lanceur sans ses boosters. Photographie prise lors de la campagne de mesure réalisée dans la base de mesure du CNES à Toulouse. . . . .	167
6.27 Schéma du lanceur simulé avec la TSD et description des deux configurations de mesure liées à la présence ou non du bloc diélectrique à proximité de l'antenne. La fréquence de travail est $f_0 = 17$ GHz. . . . .	168
6.28 Décomposition DG-FDTD/TSD de la simulation "antenne avec diélectrique sur lanceur". . . . .	170
6.29 Comparaisons, pour le scénario 1 "antenne sans diélectrique", des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) dans le plan ( $x0z$ ), à 17 GHz, obtenus avec la FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM (FEKO). . . . .	172

6.30 Comparaisons, pour le scénario 1 “antenne sans diélectrique”, des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) et CROSS-polarisation ( $E_\phi$ ) dans le plan ( $y0z$ ), à 17 GHz, obtenus avec la FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM (FEKO).	173
6.31 Comparaisons, pour le scénario 2 “antenne avec diélectrique”, des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) et CROSS-polarisation ( $E_\phi$ ) dans le plan ( $x0z$ ), à 17 GHz, obtenus avec la FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM (FEKO).	174
6.32 Comparaisons, pour le scénario 2 “antenne avec diélectrique”, des diagrammes de rayonnement en CO-polarisation ( $E_\theta$ ) et CROSS-polarisation ( $E_\phi$ ) dans le plan ( $y0z$ ), à 17 GHz, obtenus avec la FDTD/TSD, la mesure et la MLFMM (FEKO).	175
6.33 Illustration d’un problème de couplage entre antennes. . . . .	182
6.34 Methode DG-FDTD/IPO/DG-FDTD appliquée à un calcul de couplage entre antennes.	183
6.35 Utilisation d’un modèle de substitution suite à la simulation DG-FDTD/IPO pour calculer le couplage entre les antennes. . . . .	184
6.36 Illustration de l’application de l’algorithme MLFMA lors de la simulation TSD. . . . .	185

# Bibliographie

- [1] Site internet d'air france : <http://bourse.lefigaro.fr/indices-actions/actu-conseils/air-france-klm-embarque-internet-a-bord-de-ses-avions-223274>.
- [2] Site internet du nouvel economiste : <http://www.lenouveleconomiste.fr/la-voiture-connectee-17965>.
- [3] Site internet de Thales : <https://www.thalesgroup.com/en/worldwide/defence/notre-offre-forces-terrestres-vehicules/vehicule-electronic-warfare>.
- [4] R. Loison. *Utilisation de l'analyse multirésolution dans la méthode des moments. Application à la modélisation de réseaux d'antennes imprimées*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Janvier 2000.
- [5] D. Arnaud-Cormos. *Développement d'une méthode des moments multi-structures - Application à l'optimisation d'antennes imprimées*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Juillet 2006.
- [6] G. Carat. *Application de l'analyse multirésolution à la technique des différences finies dans le domaine temps (FDTD)*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Juillet 2001.
- [7] A. Laisné. *Étude d'antennes à résonateur diélectrique à l'aide de la FDTD (méthode des Différence Finies dans le Domaine Temporel) et de la MR/FDTD (méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel à Régions Multiples)*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Mai 2002.
- [8] R. Pascaud. *Nouveaux schémas rapides pour la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD). Application à la simulation d'antennes environnées*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Décembre 2007.
- [9] C. Miry. *Schémas multigrilles pour la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD)- Application à la simulation de réseaux corporels sans fil (WBAN)*. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Octobre 2010.
- [10] A. Taflove and S. C. Hagness. *Computational Electrodynamics : The Finite-Difference Time-Domain Method, Third Edition*. Artech House, 2005.
- [11] J-Z. Lei, C.-H. Liang, W. Ding, and Y. Zhang. EMC analysis of antennas mounted on electrically large platforms with parallel FDTD method. Dans *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 84, pages 205–220, 2008.

- [12] J. M. Jin. *The Finite Element Method in Electromagnetics, 2nd Edition*. Wiley-IEEE Press, 2002.
- [13] C. Vollaie, L. Nicolas, and A. Nicolas. Finite elements and absorbing boundary conditions for scattering problems on a parallel distributed memory computer. Dans *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, n°2, pages 1448–1451, Mar. 1997.
- [14] R. F. Harrington. *Field Computation by Moment Methods*. Wiley-IEEE Press, 1993.
- [15] Y. Zhuang, K-L. Wu, C. Wu, and J. Litva. A combined full-wave CG-FFT method for rigorous analysis of large microstrip antenna arrays. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, n°1, pages 102–109, 1996.
- [16] E. Bleszynski, M. Bleszynski, and T. Jaroszewicz. AIM : Adaptive integral method for solving large-scale electromagnetic scattering and radiation problems. Dans *Radio Science*, vol. 31, n°5, pages 1225–1251, 1996.
- [17] X. Wang, S-X. Gong, J-L. Guo, Y. Liu, and P-F Zhang. Fast and accurate wide-band analysis of antennas mounted on conducting platform using AIM and asymptotic waveform evaluation technique. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, n°12, pages 4624–4633, Dec. 2011.
- [18] R. Coifman, V. Rokhlin, and S. Wandzura. The fast multipole method for the wave equation : a pedestrian prescription. Dans *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol.35, n°3, pages 7–12, June 1993.
- [19] J. Song, C-C. Lu, and W. C. Chew. Multilevel fast multipole algorithm for electromagnetic scattering by large complex objects. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.45, n°10, pages1488–1493, Oct. 1997.
- [20] X.-W. Zhao, X.-J. Dang, Y. Zhang, and C.-H. Liang. The multilevel fast multipole algorithm for emc analysis of multiple antennas on electrically large platforms. Dans *Progress In Electromagnetics Research*, vol.69, pages 161–176, 2007.
- [21] FEKO (www.feko.info) 6.2, EM Software and Systems - S.A. (Pty) Ltd. 32 Techno Avenue, Technopark, Stellenbosch, 7600, South Africa.
- [22] CST MICROWAVE STUDIO.
- [23] Z. Kezhong, M. N. Vouvakis, and J-F Lee. The adaptive cross approximation algorithm for accelerated method of moments computations of EMC problems. Dans *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 47, n°4, pages 763–773, Nov 2005.
- [24] J. Shaeffer. Direct solve of electrically large integral equations for problem sizes to 1 M unknowns. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n°8, pages 2306–2313, Aug. 2008.
- [25] U. Jakobus, M. Bingle, W. Burger, D. Ludick, M. Schoeman, and J. van Tonder. Method of moments accelerations and extensions in FEKO. Dans *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, pages 62–65, Sept 2011.
- [26] J.-M. Jin. Electromagnetic theorems and principles. Dans *Theory and Computation of electromagnetic fields*, chapter 11. John Wiley and Sons, Inc., 2010.

- [27] Y. Yan, Y. Zhang, C.-H. Liang, D. Garcia-Donoro, and H. Zhao. EMC analysis of antenna system on the electrically large platform using parallel MoM with higher-order basis functions. Dans *Progress In Electromagnetics Research Magazine*, vol.22, pages 271–287, 2012.
- [28] E. Lezar and D.B. Davidson. GPU acceleration of method of moments matrix assembly using rao-wilton-glisson basis functions. Dans *International Conference On Electronics and Information Engineering (ICEIE)*, vol. 1, pages 56–60, Aug. 2010.
- [29] M. Okoniewski, E. Okoniewska, and M.A. Stuchly. Three-dimensional subgridding algorithm for FDTD. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, n°3, pages 422–429, Mar. 1997.
- [30] S.V. Georgakopoulos, R.A. Renaut, C.A. Balanis, and C.R. Birtcher. A hybrid fourth-order FDTD utilizing a second-order FDTD subgrid. Dans *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, n°11, pages 462–464, Nov. 2001.
- [31] J. M. Johnson and Y. Rahmat-Samil. MR/FDTD : A multiple-region finite-difference-time-domain method. Dans *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.14, n°2, pages 101–105, Feb. 1997.
- [32] R. Pascaud, R. Gillard, R. Loison, L. Le Coq, J. Thevenard, A. Louzir, D. L. H. Tong, C. Nicolas, C. Person, and J. P. Coupez. Numerical modeling of an integrated multi-sector antenna using the DG-FDTD method. Dans *European Microwave Conference, EuMC 2009*, pages 850–853, Sep. 2009.
- [33] S-C. Lee, M. N. Vouvakis, and J-F. Lee. A non-overlapping domain decomposition method with non-matching grids for modeling large finite antenna arrays. Dans *Journal of Computational Physics*, vol. 203, n°1, pages 1 – 21, 2005.
- [34] M. N. Vouvakis, Z. Cendes, and J-F. Lee. A fem domain decomposition method for photonic and electromagnetic band gap structures. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n°2, pages 721–733, Feb. 2006.
- [35] Y.-J. Li and J.-M. Jin. A vector dual-primal finite element tearing and interconnecting method for solving 3-D large-scale electromagnetic problems. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n°10, pages 3000–3009, Oct. 2006.
- [36] Y.-J. Li and J.-M. Jin. A new dual-primal domain decomposition approach for finite element simulation of 3-D large-scale electromagnetic problems. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n°10, pages 2803–2810, Oct. 2007.
- [37] Y.-J. Li and J.-M. Jin. Full-wave analysis of antenna-array mutual coupling using the FETI-DPEM algorithm. Dans *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, n°9, pages 2088–2093, Sept. 2009.
- [38] Z. Peng, X.-C. Wang, and J.-F. Lee. Integral equation based domain decomposition method for solving electromagnetic wave scattering from non-penetrable objects. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59, n°9, pages 3328–3338, Sept. 2011.
- [39] L. Matekovits, G. Vecchi, G. Dassano, and M. Orefice. Synthetic function analysis of large printed structures : the solution space sampling approach. Dans *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pages 568–571, Jul. 2001.



- [40] L. Matekovits, V.A. Laza, and G. Vecchi. Analysis of large complex structures with the synthetic-functions approach. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.55, n°9, pages 2509–2521, Sept 2007.
- [41] L. Matekovits, V.A. Laza, and G. Vecchi. Application of synthetic-functions expansion to the analysis of antennas and complex platforms. Dans *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4A, pages 443–446, Jul. 2005.
- [42] V. V. S. Prakash and Raj Mittra. Characteristic basis function method : A new technique for efficient solution of method of moments matrix equations. Dans *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, n°2, pages 95–100, 2003.
- [43] R. Mittra and K. Du. Characteristic basis function method for iteration-free solution of large method of moments problems. Dans *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 6, pages 307–336, 2008.
- [44] E. Garcia, C. Delgado, I. Gonzalez, and F. Catedra. Efficient parallelization of a CBFM-MLFMA scheme for the computation of complex electromagnetic problems. Dans *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, AP-S 2008*, pages 1–4, Jul. 2008.
- [45] A. Barka and P. Caudrillier. Domain decomposition method based on generalized scattering matrix for installed performance of antennas on aircraft. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, n°6, pages 1833–1842, Jun. 2007.
- [46] T. Rylander and A. Bondeson. Stable FEM-FDTD hybrid method for maxwell's equations. Dans *Computer Physics Communications*, vol. 125, pages 75–82, 2000.
- [47] D. J. Riley, M. F. Pasik, J. D. Kotulski, C. D. Turner, and N. W. Riley. Analysis of airframe-mounted antennas using parallel and hybridized finite-element time-domain methods. Dans *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 3, pages 168–171, 2002.
- [48] X. Wang. *A domain decomposition method for analysis of three dimensional large-scale electromagnetic compatibility problems*. Thèse de Doctorat, The Ohio State University, Décembre 2012.
- [49] X. Wang, Z. Peng, K.-H. Lim, and J.-F. Lee. Multisolver domain decomposition method for modeling EMC effects of multiple antennas on a large air platform. Dans *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.54, n°2, pages 375–388, Apr. 2012.
- [50] M. Kline and I. Kay. *Electromagnetic theory and geometrical optics*. New York : Wiley Interscience, 1965.
- [51] B.S. Westcott and F. Brickell. Geometric-optic synthesis of dual-reflector antennas with distributed sources. Dans *IEEE Microwaves, Antennas and Propagation Proceedings*, vol. 136, n°5, pages 361–366, Oct. 1989.
- [52] J. B. Keller. Geometrical theory of diffraction. *JOSA*, vol. 52, n°2, pages 116–130, 1962.
- [53] Graeme L James. *Geometrical theory of diffraction for electromagnetic waves*. n°1. IET, 1986.
- [54] D.S. Ahluwalia, R.M. Lewis, and J. Boersma. Uniform asymptotic theory of diffraction by a plane screen. Dans *SIAM Journal on applied mathematics*, vol.16, n°4, pages 783–807, 1968.

- [55] R. Mittra, Y. Rahmat-Samii, and W.L. Ko. Spectral theory of diffraction. Dans *Applied physics*, vol. 10, n°1, pages 1–13, 1976.
- [56] P. H. Pathak. High-frequency techniques for antenna analysis. Dans *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, pages 44–65, Jan. 1992.
- [57] P. Y. Ufimtsev. Elementary edge waves and the physical theory of diffraction. Dans *Electromagnetics*, vol. 11, n°2, pages 125–160, 1991.
- [58] P. Y. Ufimtsev. *Fundamentals of the physical theory of diffraction*. John Wiley & Sons, 2007.
- [59] A. Michaeli. Equivalent edge currents for arbitrary aspects of observation. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, n°3, pages 252–258, Mar. 1984.
- [60] H. Ling, R-C Chou, and S-W Lee. Shooting and bouncing rays-calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity. Dans *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, vol. 37, pages 194–205, 1989.
- [61] F. Obelleiro, J. M. Taboada, J. L. Rodríguez, J. O. Rubinos, and A. M. Arias. Hybrid moment-method physical-optics formulation for modeling the electromagnetic behavior of on-board antennas. Dans *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.27, n°2, pages 88–93, 2000.
- [62] U. Jakobus and F. M. Landstorfer. Improved PO-MM hybrid formulation for scattering from three-dimensional perfectly conducting bodies of arbitrary shape. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 43, n°2, pages 162–169, Feb. 1995.
- [63] J.M.Taboada and F. Obelleiro. Including multibounce effects in the moment-method physical-optics (MMPO) method. Dans *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 32, n°6, pages 435–439, 2002.
- [64] R.E. Hodges and Y. Rahmat-Samii. An iterative current-based hybrid method for complex structures. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, n°2, pages 265–276, 1997.
- [65] Zi-Liang Liu and Chao-Fu Wang. Efficient iterative method of moments-physical optics hybrid technique for electrically large objects. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, n°7, 3520–3525, Jul. 2012.
- [66] X.C. Wei and E.P. Li. Wide-band EMC analysis of on-platform antennas using impedance-matrix interpolation with the moment method-physical optics method. Dans *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 45, n°3, pages 552–556, 2003.
- [67] Wei-Jiang Zhao, J.L.-W. Li, and Li Hu. Efficient current-based hybrid analysis of wire antennas mounted on a large realistic aircraft. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, n°8, pages 2666–2672, Aug. 2010.
- [68] G.A. Thiele and T. Newhouse. A hybrid technique for combining moment methods with the geometrical theory of diffraction. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, n°1, pages 62–69, Jan. 1975.

- [69] F. Jensen and K. Pontoppidan. Combining GTD with MoM in analysing the scattering from the LICEF antennas on the SMOS satellite. Dans *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, vol. 626, page 377, 2006.
- [70] P. Persson and L. Josefsson. Calculating the mutual coupling between apertures on a convex circular cylinder using a hybrid UTD-MoM method. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, n°4, pages 672–677, Apr. 2001.
- [71] T. Ozdemir, M. W. Nurnberger, J. L. Volakis, R. Kipp, and J. Berrie. A hybridization of finite-element and high-frequency methods for pattern prediction for antennas on aircraft structures. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, n°3, pages 28–38, Jun. 1996.
- [72] P-F. Zhang, S-X. Gong, and S.F. Zhao. Fast hybrid FEM/CRE-UTD method to compute the radiation pattern of antennas on large carriers. Dans *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 89, pages 75–84, 2009.
- [73] R. Fernández-Recio, L. E. García-Castillo, I. Gómez-Revuelto, and M. Salazar-Palma. Fully coupled multi-hybrid FEM-PO/PTD-UTD method for the analysis of radiation problems. Dans *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.43, n°4, pages 1341–1344, Apr. 2007.
- [74] R. J. Burkholder, P. H. Pathak, K. Sertel, R. J. Marhefka, J. L. Volakis, and R. W. Kindt. A hybrid framework for antenna/platform analysis. Dans *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 21, pages 177–195, Nov. 2006.
- [75] F. Obelleiro-Basteiro, J. Luis Rodriguez, and R.J. Burkholder. An iterative physical optics approach for analyzing the electromagnetic scattering by large open-ended cavities. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, n°4, pages 356–361, Apr. 1995.
- [76] R. J. Burkholder, Youngchel Kim, P.H. Pathak, and J. F Lee. Green's function approach for interfacing UTD with FEM for a conformal array antenna on a large platform. Dans *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, pages 1–4, 2010.
- [77] K. Zhao, V. Rawat, and J-F Lee. A domain decomposition method for electromagnetic radiation and scattering analysis of multi-target problems. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, n°8, pages 2211–2221, Aug. 2008.
- [78] M-K Li, W. C Chew, and L. J Jiang. A domain decomposition scheme based on equivalence theorem. Dans *Microwave and optical technology letters*, vol. 48, n°9, pages 1853–1857, 2006.
- [79] K. Zhang, J. Ouyang, F. Yang, J. Zhang, and Y. Li. Analysis of multi-scale problem about antenna mounted on electrically large platform by using connected EPA-PO. Dans *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 126, pages 169–183, 2012.
- [80] E-Y Sun and WVT Rusch. Time-domain physical-optics. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, n°1, pages 9–15, 1994.
- [81] F. Le Bolzer, R. Gillard, J. Citerne, V. Fouad Hanna, and M-F Wong. A time domain hybrid method suitable for small antennas close to large scatterers. Dans *European Microwave Conference, EuMC*, vol. 2, pages 295–300, Oct. 1998.

- [82] F. Le Bolzer, R. Gillard, J. Citerne, V. F. Hanna, and M. F. Wong. An hybrid formulation combining FDTD and TDPO. Dans *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pages 952–955, Jun. 1998.
- [83] L-X Yang, D-B Ge, and B. Wei. FDTD/TDPO hybrid approach for analysis of the EM scattering of combinative objects. Dans *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 76, pages 275–284, 2007.
- [84] W.J.R. Hoefer. The transmission-line matrix method–theory and applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, n°10, pages 882 – 893, oct. 1985.
- [85] J. Lanoe, M. M. Ney, and S. Le Maguer. Time-domain equivalent edge current (TD-EEC's) technique to improve a TLM-physical optics hybrid procedure. Dans *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, pages 1–5, Nov. 2007.
- [86] M-D Zhu, X-L Zhou, W. Luo, and W-Y Yin. Hybrid TDIE-TDPO method using weighted laguerre polynomials for solving transient electromagnetic problems. Dans *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 126, pages 375–398, 2012.
- [87] T. Topa, A. Noga, and A. Karwowski. FDTD/PO hybrid method for analysis of planar antennas radiating near large conducting objects. Dans *IEEE International Conference Radioelektronika*, pages 1–3, 2011.
- [88] A. Noga and T. Topa. Efficient analysis of radiating problems by hybrid FDTD/PO method. Dans *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, pages 1–4, Apr. 2010.
- [89] T. Weiland. A discretization model for the solution of maxwell's equations for six-component fields. *Archiv Elektronik und Uebertragungstechnik*, vol. 31, pages 116–120, 1977.
- [90] H-T Chou and H-T Hsu. Hybridization of simulation codes based on numerical high and low frequency techniques for the efficient antenna design in the presence of electrically large and complex structures. Dans *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 78, page 173–187, 2008.
- [91] G. Godi, R. Pascaud, R. Gillard, R. Loison, J. Wiart, M. F. Wong, B. Lindmark, and L. Garcia-Garcia. Applications of the DG-FDTD method. Dans *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*, pages 1–6, Nov. 2007.
- [92] R. Pascaud, R. Gillard, R. Loison, J. Wiart, and Ma Fa Wong. Dual-grid finite-difference time-domain scheme for the fast simulation of surrounded antennas. Dans *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 1, n°3, pages 700–706, 2007.
- [93] R. Pascaud, R. Gillard, R. Loison, L. Le Coq, J. Thevenard, A. Louzir, D.L.H. Tong, C. Nicolas, C. Person, and J. P. Coupez. Numerical modeling of an integrated multi-sector antenna using the DG-FDTD method. Dans *European Microwave Conference, EuMC*, pages 850–853, Sept. 2009.
- [94] A. Laisné, R. Gillard, and G. Piton. New multiple-region schemes with multiresolution capabilities for the FDTD analysis of radiating structures. Dans *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 33, n°4, pages 268–273, May 2002.

- [95] S. D. Gedney. An anisotropic perfect matched layer-absorbing medium for the truncation of FDTD lattices. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, n° 12, pages 1630–1639, Dec. 1996.
- [96] A. Taflové and M. E. Brodwin. Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent maxwell's equations. Dans *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 23, n°8, pages 623–630, Aug. 1975.
- [97] J. B. Schneider and K. L. Shlager. FDTD simulations of tem horns and the implications for staircased representations. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, n°12, pages 1830–1838, Dec. 1997.
- [98] K. S Kunz and L. Simpson. A technique for increasing the resolution of finite-difference solutions of the maxwell equation. Dans *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 4, pages 419–422, 1981.
- [99] R. Holland, L. Simpson, and R.H. St John. Code optimization for solving large 3D EMP problems. Dans *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 26, n°6, pages 4964–4969, 1979.
- [100] M. F Hadi and M. Piket-May. A modified FDTD (2, 4) scheme for modeling electrically large structures with high-phase accuracy. Dans *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, pages 254–264, 1997.
- [101] S. V Georgakopoulos, C. R Birtcher, C. A. Balanis, and R. A Renaut. Higher-order finite-difference schemes for electromagnetic radiation, scattering, and penetration. 1. theory. Dans *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 44, n°1, pages 134–142, 2002.
- [102] J-M Jin. Electromagnetic theorems and principles. *Theory and Computation of electromagnetic fields*, chapitre 3, pages 87–90. John Wiley and Sons, Inc., 2010.
- [103] R. J. Burkholder, C. Tokgoz, C. J. Reddy, and P. H. Pathak. Iterative physical optics : it's not just for cavities anymore. Dans *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1A, pages 18–21, Jul. 2005.
- [104] R.J. Burkholder and T. Lundin. Forward-backward iterative physical optics algorithm for computing the RCS of open-ended cavities. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, n°2, pages 793–799, Feb. 2005.
- [105] R. Hémon, P. Pouliguen, H. He, J. Saillard, and J-F Damiens. Computation of EM field scattered by an open-ended cavity and by a cavity under radome using the iterative physical optics. *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 80, pages 77–105, 2008.
- [106] J. Li, B. Wei, Q. He, L.-X. Guo, and D.-B. Ge. Time-domain iterative physical optics method for analysis of EM scattering from the target half burried in rough surface : PEC case. Dans *Progress In Electromagnetics Research*, 121 :391–408, 2011.
- [107] R.J. Burkholder. A fast and rapidly convergent iterative physical optics algorithm for computing the RCS of open-ended cavities. Dans *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 16, n°1, pages 53–60, Mar. 2001.

- [108] F. Obelleiro, M. G. Araujo, and J. L. Rodríguez. Iterative physical-optics formulation for analyzing large waveguides with lossy wall. *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 28, n°1, pages 21–26, Jan. 2001.
- [109] C. Miry, R. Gillard, and R. Loison. Multi-level dual-grid finite-difference time-domain approach for the analysis of body implanted antennas. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 4, n°6, pages 659, 2010.
- [110] Site internet d'euraap : <http://www.euraap.org/>.
- [111] Page internet du groupe "software" de l'association EURAAP : <http://www.euraap.org/>.
- [112] Site internet de WIPL-D : <http://www.wipl-d.com/>.
- [113] Site internet de CST : <https://www.cst.com/products/cstmws>.
- [114] Site internet d'HFSS : <http://www.ansys.com/fr>.
- [115] Page internet contenant les résultats du "benchmarking" logiciel : <http://www.antennasvce.org/community/softlab>.
- [116] M. Kaye, P. Murthy, and G.A. Thiele. An iterative method for solving scattering problems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, n° 11, pages 1272–1279, Nov. 1985. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, n°11, pages 1272–1279, Nov. 1985.
- [117] C. Miry, R. Loison, and R. Gillard. An efficient bilateral dual-grid-FDTD approach applied to on-body transmission analysis and specific absorption rate computation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n°9, pages 2375–2382, Sept. 2010.
- [118] Z. Guelilia, R. Loison and R. Gillard. Macromodel based DG-FDTD for calculating local dosimetry in a variable and highly multiscale problem. *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 146, pages 5–24, 2014.
- [119] J. J Bowman, T. B. Senior, and P. L. Uslenghi. Electromagnetic and acoustic scattering by simple shapes. Technical report, DTIC Document, 1970.

## AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

**Titre de la thèse:**

Hybridation de la FDTD à double grille (DG-FDTD) avec l'Optique Physique Itérative (IPO) - Application à la simulation d'antennes environnées positionnées sur des plates-formes de grandes dimensions

**Nom Prénom de l'auteur : LE LEPVRIER BENOIT**

**Membres du jury :**

- Monsieur GILLARD Raphaël
- Monsieur LOISON Renaud
- Monsieur DUBARD Jean-Lou
- Madame RICHALOT Elodie
- Madame LETROU Christine
- Monsieur ROMIER Maxime
- Monsieur POULIGUEN Philippe

Président du jury : *Monsieur Jean-Lou DUBARD*

Date de la soutenance : 13 Octobre 2014

Reproduction de la these soutenue

Thèse pouvant être reproduite en l'état

~~Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées~~

Fait à Rennes, le 13 Octobre 2014

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI



A handwritten signature in black ink, likely belonging to the jury president, Monsieur Jean-Lou Dubard.







Les travaux de cette thèse ont été consacrés à l'extension du domaine d'application de la FDTD à Grille Double (DG-FDTD) via son hybridation avec l'Optique Physique Itérative. Ces recherches ont été motivées par le besoin d'évaluer précisément et efficacement le diagramme d'antenne environnées installées sur des plates-formes de grandes dimensions (satellite, véhicule, lanceur spatial).

Lors du tour d'horizon consacré aux méthodes numériques pouvant intervenir dans la résolution de ce type de problème, la DG-FDTD a révélé des caractéristiques intéressantes en permettant des analyses large bande rapides et précises d'antennes avec un environnement proche complexe. Cependant, sa formulation rigoureuse entraîne des besoins importants en ressources informatiques pour analyser des problèmes de grandes dimensions électriques. Les travaux présentés dans ce manuscrit précisent les limites de son domaine d'application. Ils mettent finalement en avant son incapacité à résoudre seule des problèmes d'antenne sur plate-forme.

En réponse à cette limitation, un nouveau schéma hybride associant la DG-FDTD avec une méthode asymptotique est proposé. La méthode DG-FDTD/IPO ainsi créée décompose la simulation du problème complet en deux simulations successives. L'antenne et son environnement proche sont tout d'abord simulés rigoureusement avec la DG-FDTD puis la plate-forme est analysée efficacement avec l'IPO. Les deux simulations sont interfacées en utilisant le principe d'équivalence.

Après avoir validé cette nouvelle méthode sur un scénario canonique, elle est appliquée au calcul de rayonnement électromagnétique en champ lointain dans deux scénarios d'antenne environnée sur porteur (antenne sur véhicule notamment).

Deux améliorations de la DG-FDTD/IPO sont finalement proposées dans ce manuscrit. La première est consacrée à la prise en compte grossière des couplages retours entre l'environnement proche de l'antenne et la plate-forme. Cette amélioration repose sur la redescription grossière de l'environnement proche de l'antenne dans la simulation IPO.

La seconde amélioration concerne la modélisation des courants sur les parties ombrées de la plate-forme dans la simulation IPO. Cette amélioration est motivée par le besoin d'analyser précisément des scénarios de type antenne sur lanceur spatial. En effet, l'IPO ne calcule pas les courants sur les zones ombrées, or dans ce type de problème elles représentent la majeure partie de la plate-forme. Une nouvelle méthode basée sur l'IPO, et appelée Traitement Séquentielle des Domaines (TSD), est donc proposée pour répondre au besoin exprimé plus haut. Après avoir validé cette nouvelle méthode sur un cas simple impliquant un cylindre, elle est appliquée avec succès à l'analyse d'une plate-forme de type lanceur spatial.

This thesis aims at extending the Dual-Grid FDTD (DG-FDTD) application domain via its hybridization with the Iterative Physical Optics (IPO) method. This research was motivated by the need to evaluate accurately and efficiently the antenna pattern of surrounded antennas installed on large platforms (satellite, vehicle, space launcher).

Overview on numerical method involved in this class of problem revealed DG-FDTD has interesting features. This method allows precise and efficient wide-band simulations of surrounded antennas. However, this method remains costly for electrically large problems, especially because of its rigorous formulation. This thesis assessed the limitations of DG-FDTD and then put forward its inability to resolve antenna on platform problems.

To answer this issue, a hybrid scheme combining DG-FDTD with IPO is proposed in this thesis. DG-FDTD/IPO divides the initial simulation into two successive simulations. The antenna and its vicinity are firstly analyzed with DG-FDTD, and then IPO is used to analyze the platform. The two simulations are interfaced using the equivalence principle.

This new method is first validated using a canonical scenario. Then, it is applied to the computation of electromagnetic radiation pattern in two antenna on platform problems (antenna on vehicle especially). The method is then exploited to effectively analyze the radiation pattern of a surrounded antenna mounted on a platform.

Two improvements are finely proposed in this thesis for DG-FDTD/IPO. The first one aims at taking into account for the backward coupling between the antenna region and the metallic platform. This improvement implies a coarse description of the antenna region in the IPO simulation.

The second improvement concerns the modeling of the currents in the shadow areas of the platform. This improvement answers to the need to analyze precisely antenna-on-launcher problems. Indeed IPO do not compute currents in shadow areas. Well, for this kind of problem, shadow areas represent almost all the platform. A new method based on IPO and called Domains Sequential Processing is proposed. This method is first validated using a canonical scenario involving a cylinder. Then it is successfully applied to the analysis of a spatial launcher.